NUOVA ELETTRONICA

Anno 8° - n. 42-43

RIVISTA MENSILE
Sped. Abb. Post. Gr. 4°/70

numero doppio



UN PRESCALER da 500 MHz

OSCILLATORE AF in FM

UN V.F.O. MULTIGAMMA

LEVEL-METER a DIODI LED

UN GENERATORE di FORME D'ONDA

ACCENSIONE CATODICA in formula SPORT

L. 1500

Direzione Editoriale
NUOVA ELETTRONICA
Via Cracovia 19 - BOLOGNA
Telefono (051) 46 11 09

Stabilimento Stampa
Officine Grafiche Firenze
Viale dei Mille, 90 - Firenze

Distribuzione Italia
MA.GA s.r.l.
Via F. Sivori 6 - Roma

Direttore Generale
Montuschi Giuseppe

Consulente Tecnico
Ing. Nico Grilloni

Direttore Responsabile
Morelli Sergio

Autorizzazione
Trib. Civile di Bologna
n. 4007 del 19.5.69

RIVISTA MENSILE

N. 42-43 - 1976

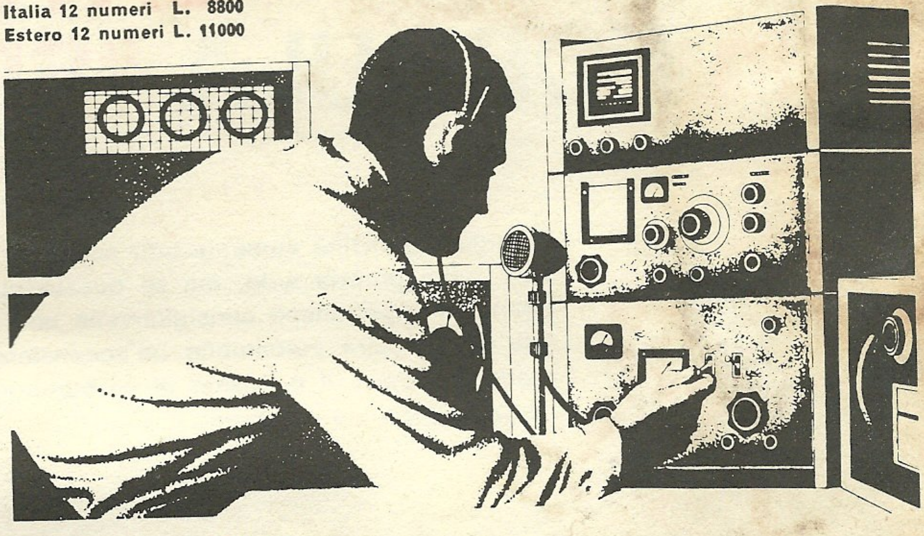
ANNO VIII - DICEMBRE - GENNAIO

NUOVA ELETTRONICA

ABBONAMENTI

Italia 12 numeri L. 8800
Estero 12 numeri L. 11000

Numero Singolo L. 800
Arretrati L. 800



COLLABORAZIONE

Alla rivista Nuova Elettronica possono collaborare tutti i lettori. Gli articoli tecnici riguardanti progetti realizzati dovranno essere accompagnati possibilmente con foto in bianco e nero (formato cartolina) e di un disegno (anche a matita) dello schema elettrico. L'articolo verrà pubblicato sotto la responsabilità dell'autore, e pertanto egli si dovrà impegnare a rispondere ai quesiti di quei lettori che realizzato il progetto, non sono riusciti ad ottenere i risultati descritti.
Gli articoli verranno ricompensati a pubblicazione avvenuta. Fotografie, disegni ed articoli, anche se non pubblicati non verranno restituiti.

È VIETATO

I circuiti descritti su questa Rivista, sono in parte soggetti a brevetto, quindi pur essendo permessa la realizzazione di quanto pubblicato per uso dilettantistico, ne è proibita la realizzazione a carattere commerciale ed industriale.

SOMMARIO

L'ACCENSIONE CATODICA in formula SPORT 2
OSCILLATORE AF a 10,7 MHz in FM 26
UN COMPRESSORE ad elevata SENSIBILITÀ 32
UN PRESCALER da 500 MHz 42
LEVEL-METER con 16 diodi LED 57
UN Hi-Fi STEREO per la vostra CUFFIA 64
UN GENERATORE di FORME D'ONDA 76
UN V.F.O multigamma a CONVERSIONE di FREQUENZA 102
COME USARE IL TRACCIACURVE
misure pratiche sui transistor 120
ERRATA CORRIGE e CONSIGLI UTILI
per i progetti apparsi sui nn. 37 - 38 - 39 - 40 - 41 . . 135
GLI ENIGMATICI codici dei CONDENSATORI . . . 139

Associato all'USPI
(Unione stampa
periodica italiana)

Concessionari di "Nuova Elettronica"

Per acquistare circuiti stampati, scatole di montaggio, volumi, da oggi i nostri lettori potranno anche rivolgersi direttamente ai seguenti indirizzi:

NAPOLI - Sig. Abbate Antonio - Via S. Anna alle Paludi, 30 - Tel. 33.35.52
ROMA - Ditta ROMANA SURPLUS - Piazza Capri, 19/A - Tel. 81.03.668
ROMA - Ditta ROMANA SURPLUS - Via Renzo De Ceri, 126 (Prenestino) tel. 21.11.567
RIETI - Ditta ONORATO ONORATI - Via degli Elci, 24 - Tel. 40.379
LATINA - IL POSTER FOTOELETTRONICA - Via Villafranca, 94
PALERMO - Laboratorio GANCI - Via A. Poliziano, 35 - Tel. 56.26.01
ANCONA - ELETTRONICA PROFESSIONALE - Via XXIX Settembre, 8/b/c - Tel. 28.312
BRESCIA - FOTOTECNICA COVATTI I-2OKK - Portici X Giornate, 4 - Tel. 48.518
CATANIA - AED - Via Alberto Mario, 26 - Tel. 24.63.48
UDINE - TOMASINI - Via Dei Torriani, 11 - Tel. 54.362
MILANO - ELETTRONICA AMBROSIANA - Via Cuzzi, 4 - Tel. 36.12.32
MILANO - ELETTRONICA AMBROSIANA - Via Maiocchi, 8 - Tel. 27.15.767
TORINO - TELSTAR - Via Gioberti, 37 D - Tel. 54.55.87-53.18.32
BRINDISI - S.E.A. - Via Bari, 37 - Tel. 25.439
SIRACUSA - SCIBE ELETTRONICA - Via S. Landolina, 16 - Tel. 64.730
RIMINI - LABORATORIO BEZZI ENZO - Via Lucio Lando, 21 - Tel. 39.536
RAVENNA - Laboratorio GERUBINO - Via Punta Stilo, 15 - Tel. 39.536
S. BONIFACIO (VR) - ELETTRONICA 2001 - C.so Venezia, 85 - Tel. 045-610.213
PRATO - PASCAL TRIPODO - Via Pomeria, 70 - Tel. 32.703 - 37.267
TERNI - SUPER ELETTRONICA - Via del Leone 3-5 - Tel. 55.270
SVIZZERA - LUGANO - Sig. Corrado Cecchetti - Via Calprino, 3
GENOVA - ELETTRONICA LIGURE - Via A. Odero, 30 Tel. 010-565.572-565.425
CHIETI - GIAMMETTA RTC - P.zza Templi Romani, 3/A - Tel. 66-467 (0871)

A tali indirizzi il lettore può pure rivolgersi per eventuali riparazioni o per un controllo dei progetti da noi pubblicati.
Nella speranza che tale iniziativa contribuisca a rendere più celere la consegna del materiale e delle riparazioni, vi consigliamo fin da oggi di prendere contatto con tali concessioni per poter, anche dietro vostro consiglio, migliorare tale servizio.

L'ACCENSIONE CATODICA in FORMULA "SPORT"

Quando la benzina aumenta tutti decidono di limitare al massimo l'uso della propria auto, ma se questo può sembrare un valido rimedio noi potremmo consigliarvene uno migliore e cioè, installare sulla vostra automobile un'accensione catodica, la sola in grado di ridurre il consumo di carburante pur consentendo una maggiore velocità e ripresa.

Circa l'impiego o meno di un'accensione elettronica su un'automobile si sono avuti e si avranno sempre pareri molto discordi. Se ascoltiamo automobilisti che hanno installato un certo tipo di accensione, ne sentiremo magnificare i vantaggi ottenuti, cioè una maggior ripresa, una maggior velocità e un discreto risparmio di carburante, per cui saremmo tentati a correre da un elettrauto per effettuare un'immediata installazione, mentre se ne ascoltiamo altri, ne potremmo ricavarne un'impressione esattamente contraria in quanto ce ne elencherebbero tutti i difetti, tralasciandone i pregi lasciandoci quindi perplessi. Qualunque sia la vostra opinione in proposito, noi vi consiglieremo di effettuare una semplice prova e da questa trarre il vostro incondizionato giudizio e siamo certi che dopo aver « toccato con mano » converrete con noi che l'accensione elettronica è in grado di modificare sostanzialmente in meglio le caratteristiche del vostro motore.

Con un'accensione elettronica constaterete che i « cavalli » del vostro motore diventeranno più nervosi e scattanti, fornendovi più ripresa e maggior potenza con un minor consumo di carburante.

Perché allora tanti pareri discordi sulle accensioni?

Il motivo è semplice e da ricercarsi nel fatto che in commercio esistono, assieme alle « vere » accensioni elettroniche, altre accensioni chiamate « elettroniche » solo perché sono in grado di fornire una scintilla tramite un circuito più o meno elaborato composto da un diodo SCR.

Se quindi voi avete installato sulla vostra automobile uno di questi « surrogati » (permetteteci di chiamarli « surrogati » perché non meritano altro appellativo anche se recano la firma delle industrie più famose), non potete certo pretendere che esso vi fornisca le stesse prestazioni che è in grado di fornirvi una « vera » accensione.

A questo punto potreste chiederci come è possibile stabilire se un certo tipo di accensione elettronica è un « surrogato » o se viceversa essa possiede tutti i requisiti necessari per definirla « valida ».

Stabilirlo è molto semplice e voi stessi, anche senza possedere un'idonea strumentazione di laboratorio, potrete effettuare questa distinzione controllando la potenza del convertitore, la capacità del condensatore di scarica ed eseguendo semplici prove al banco per capire senza ombra di dubbio se si tratta di una vera accensione elettronica oppure di un circuito assolutamente inutile in grado di fornire all'incirca le stesse prestazioni di un'accensione tradizionale.

Ma ... procediamo con ordine, quindi prima di parlare della potenza di un'accensione elettronica, vediamo di scoprire dove difetta un'accensione



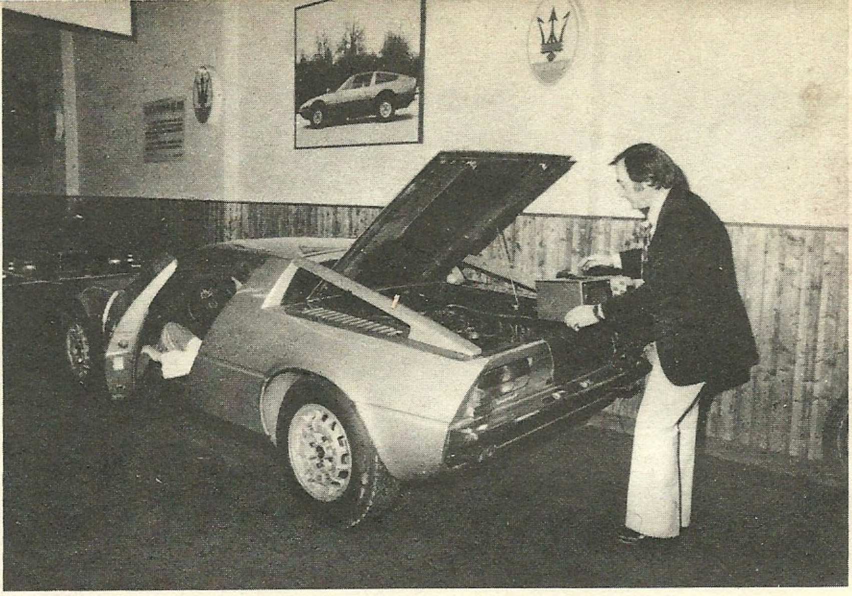
Per il collaudo di questa accensione si sono impiegati diversi modelli di auto sportive con cilindrata superiore ai 3.000 cc. Nella foto una Maserati Indy 4.700 cc. a 8 cilindri dotata dell'accensione descritta in questo articolo.

Ovviamente non abbiamo trascurato le cilindrate minori anche se risultava intuitivo che un'accensione sottoposta al collaudo su un motore a 8 cilindri doveva necessariamente fornire prestazioni superiori su un 4 cilindri dove il numero di scintille al minuto risulta notevolmente inferiore. Nella foto i nostri tecnici controllano un gruppo di auto utilizzate per le prove.





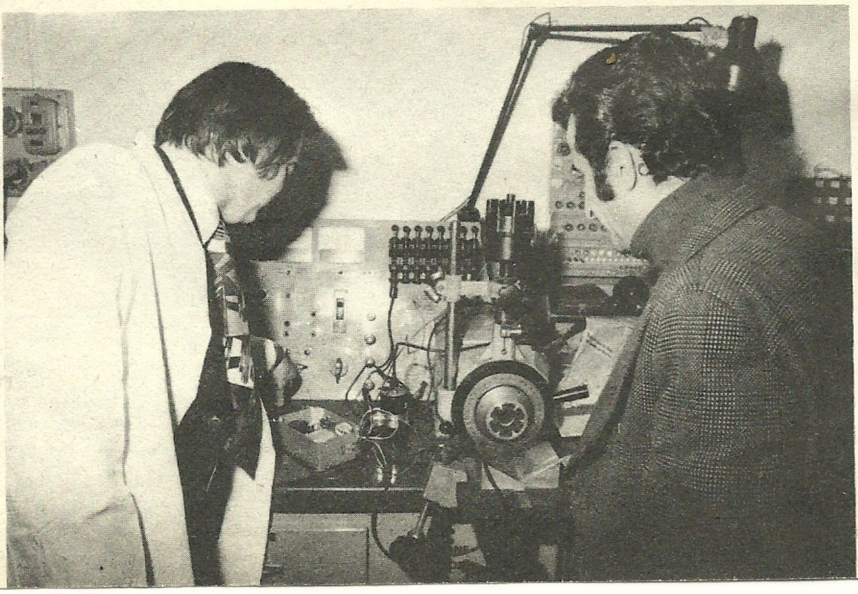
Ogni auto utilizzata nelle prove era dotata di una completa strumentazione per tenere sotto controllo ogni stadio dell'accensione. Un raid Milano-Roma a 230 km/h ha dimostrato ai piloti da corsa che tale accensione può fornire prestazioni veramente eccezionali.



Una Merak 3.000 cc. impiegata dalla Maserati per il collaudo della nostra accensione tipo sport. Da tale prova è risultato che su questo tipo di vettura si ottiene un risparmio di carburante pari a circa il 15%.



Dalle prove da noi condotte è stato appurato che il risparmio di carburante ottenibile con questa accensione può variare fra il 10 e il 18%: questi dati ovviamente sono subordinati alla cilindrata, alle condizioni della vettura e al « modo » di guida dell'automobilista. Indipendentemente dal risparmio, installando questa accensione ogni vettura acquisterà maggior potenza, ripresa e velocità.



Nell'officina Maserati la nostra accensione è stata tenuta in funzione al banco per 7 giorni consecutivi, ottenendo un totale di circa 151 milioni di scintille. Un ottimo collaudo per controllare l'idoneità dei condensatori da 1 mF impiegati nel circuito.

tradizionale, iniziando ad esempio dall'energia sviluppata dalla scintilla quando questa scocca all'interno del cilindro.

In un'accensione tradizionale questa energia si aggira sui 60-80 millijoule (il Joule è un'unità di misura di energia corrispondente ad 1 watt x 1 secondo) e la sua entità decresce progressivamente all'aumentare del numero dei giri del motore cosicchè, quando si superano i 4.000-5.000 giri, cioè quando si richiederebbe maggior potenza dalla scintilla per poter bruciare completamente la miscela aria-benzina, questa al contrario ne eroga di meno (con punte minime di 18-20 millijoule) per cui buona parte della miscela esce incombusta dal tubo di scappamento dando quindi luogo ad uno spreco inutile di carburante alle alte velocità e *limitando* la potenza del motore.

L'accensione elettronica al contrario presenta il vantaggio di erogare più energia e di mantenerla costante anche al massimo numero di giri cosicché la miscela aria-benzina ha la possibilità di bruciare completamente (quindi evitare sprechi di carburante) anche quando si viaggia alla massima velocità.

In tal modo si riesce ad ottenere dal motore un maggior rendimento in quanto potendo bruciare al completo la miscela aria-benzina presente nella camera di scoppio, si riesce a raggiungere lo stesso numero di giri con una minor pressione sul pedale del « gas ».

Tutti questi vantaggi però si ottengono solo se l'energia della scintilla prodotta dall'accensione elettronica risulta superiore ai 100 millijoule, cioè superiore all'energia fornita da un'accensione tradizionale, altrimenti le prestazioni risulteranno similari. Per rilevare se un'accensione elettronica è in grado di produrre una tale energia è sufficiente controllare la *capacità in microfarad del condensatore di scarica* e la *sua tensione di alimentazione* e sostituire tali valori nella seguente formula che ci fornisce appunto l'energia della scintilla:

millijoule = (volt x volt) x capacità : 2.000

Ammesso che in una accensione la capacità del condensatore di scarica risulti di 1 mF e che la sua tensione di alimentazione sia di 400 volt, l'energia della scintilla sarà espressa da:

(400 x 400) x 1 : 2.000 = 80 millijoule

Questa accensione che abbiamo preso come esempio potrebbe quindi già portare dei vantaggi in quanto è in grado di erogare gli 80 millijoule minimi richiesti per « bruciare » al completo tutta la miscela contenuta all'interno del cilindro.

È però sufficiente che questo condensatore venga alimentato con una tensione più bassa (ad esempio 250 volt come avviene in molte accensioni) perché tutti i vantaggi che se ne potrebbero ricavare vadano in fumo, infatti:

(250 x 250) x 1 : 2.000 = 31 millijoule

cioè si otterrà una scintilla con un'energia addirittura inferiore a quella che potrebbe erogarci un'accensione tradizionale.

L'aver accertato che la scintilla possiede un'*energia* superiore a quella prodotta da una comunissima bobina non è comunque sufficiente ad affermare che il tale tipo di accensione elettronica è perfetto, in quanto noi potremmo sì avere una tensione di 400 volt sul condensatore ad un basso numero di giri, ma quando la velocità tenderà a salire il convertitore sarà in grado di mantenere questi 400 volt costanti?

Vi sono infatti dei convertitori che pur essendo in grado di fornire tale tensione a 1.000 giri, alle velocità più alte « crollano » di colpo per cui si ritorna ad avere, talvolta anche ingigantiti, gli svantaggi derivanti dall'uso di un'accensione tradizionale.

Per valutare correttamente questo particolare dovremo quindi controllare se il convertitore è in grado di erogare anche a 8.000-9.000 giri la potenza necessaria, per ricavare questo dato ci avvarremo della seguente formula:

Potenza richiesta in watt =

$$\frac{\text{(volt x volt) x C}}{2.000.000} \times \frac{\text{g/m}}{60} \times \frac{\text{n/c}}{2}$$

dove:

volt = è la tensione applicata al condensatore di scarico

C = è la capacità del condensatore espressa in microfarad

g/m = sono il numero di giri al minuto.

n/c = sono il numero dei cilindri del motore.

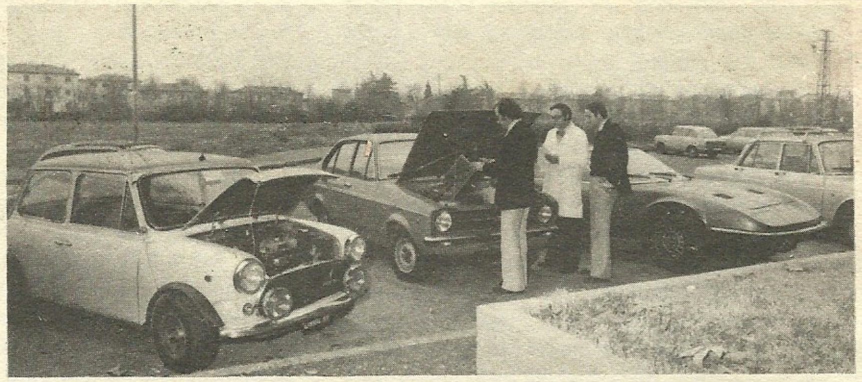
Ammesso che si disponga di una tensione di 400 volt, di un condensatore di scarica da 1 mF, e che il motore, a 4 cilindri, raggiunga un massimo di 9.000 giri al minuto, ne segue che il convertitore dovrà essere in grado di erogare la seguente potenza:

(400 x 400) x 1 / 2.000.000 = 0,08

0,08 x 9.000 : 60 = 12

12 x 4 : 2 = 24 watt

Ora se sul convertitore è presente un trasformatore con un nucleo di soli 14-15 watt, è ovvio che già a 5.000 giri tale convertitore non riuscirà più ad erogare la potenza richiesta, quindi l'ener-





Ogni fine settimana tutte le vetture utilizzate per il collaudo di questa accensione si radunavano nel piazzale antistante la nostra redazione onde permettere ai nostri tecnici di effettuare su ognuna di esse un rigoroso controllo.

gia sviluppata dalla scintilla non sarà più in grado di far bruciare al completo la miscela aria-benzina.

Oltre a questi semplici controlli atti a stabilire se un'accensione elettronica è in grado di svolgere la funzione per cui è stata predestinata, esiste un'ultima facilissima prova utile a dissolvere qualsiasi dubbio residuo, cioè misurare il *fattore di utilità* che generalmente si esprime in « microsiemens ».

Per far questo potrete ad esempio utilizzare il simulatore di puntine presentato sul n. 23 di N.E. alimentandolo, se non possedete di un alimentatore stabilizzato da 12,6 volt 6-7 amper, con un comune accumulatore (la qual cosa è anche più consigliabile). Provate quindi ad inserire, come vedesi in fig. 4, un pezzetto di filo di rame sull'uscita A.T. della bobina, ripiegandolo leggermente verso uno dei due terminali + B o D posti sulla calotta di bachelite fino ad una distanza di 3-4 cm. da quest'ultimo e ponete in funzione la vostra accensione.

Una buona accensione deve essere in grado di far scoccare la scintilla anche a questa distanza.

Superata questa prova, collegate un filo di rame anche sul terminale D ed avvicinatene la punta alla punta del precedente fino ad una distanza di circa 4 mm. (vedi fig. 5).

Applicate quindi, come vedesi sempre in fig. 5, fra questi due fili una resistenza da *1 megaohm*, ponete in funzione l'accensione e controllate se in tali condizioni scocca ancora la scintilla.

Se questo avviene provate a diminuire la resistenza collegandole, ad esempio, in parallelo un'altra resistenza da 1 megaohm, oppure inseritene una sola da 470.000 ohm, poi scendete di valore a 220.000-100.000-82.000-68.000 ohm fino a quando non raggiungerete quel valore minimo di resistenza per il quale la scintilla non riuscirà più a scoccare.

È ovvio che più questo valore di resistenza risulterà basso, più potente e perfetta sarà la vostra accensione in quanto il *fattore utilità* risulterà più elevato.

Tale fattore infatti si ottiene dalla seguente formula:

microsiemens = 1 : valore resistenza in megaohm

Ammesso quindi che già con 1 megaohm di resistenza non si riesca più a far scoccare la scintilla, avremo:

fattore di utilità = 1 : 1 = 1 mS

Se invece tale condizione la si ottiene con una resistenza da 100.000 ohm, pari cioè a 0,1 megaohm, avremo:

fattore di utilità = 1 : 0,1 = 10 mS

cioè un valore già molto superiore al precedente.

Se poi il valore della resistenza fosse 50.000 ohm, avremmo un fattore di utilità di ben 20 microsiemens in quanto:

fattore di utilità = 1 : 0,5 = 20 mS

Un'accensione elettronica che si rispetti dovrebbe avere caratteristiche tali da poter raggiungere almeno i 12 mS, ma se effettuerete questa prova constaterete spesso come molte accensione elettroniche commerciali riescano a superare con difficoltà i 2 mS.

Con un basso valore del fattore di utilità avremo lo svantaggio che quando sulla candela sono presenti dei residui carboniosi o quando la stessa risulta umida (cioè quando fra i suoi elettrodi esiste una possibile via di fuga), la scintilla non avrà energia sufficiente per scoccare, quindi il motore non riuscirà ad avviarsi.

Se invece il fattore di utilità supera i 12 mS, la scintilla scoccherà anche se la candela fosse tanto umida e incrostata di residui carboniosi da presentare tra l'elettrodo centrale e la massa una resistenza di soli 80.000 ohm, permettendo quindi l'avviamento del motore anche nella peggiore delle condizioni.

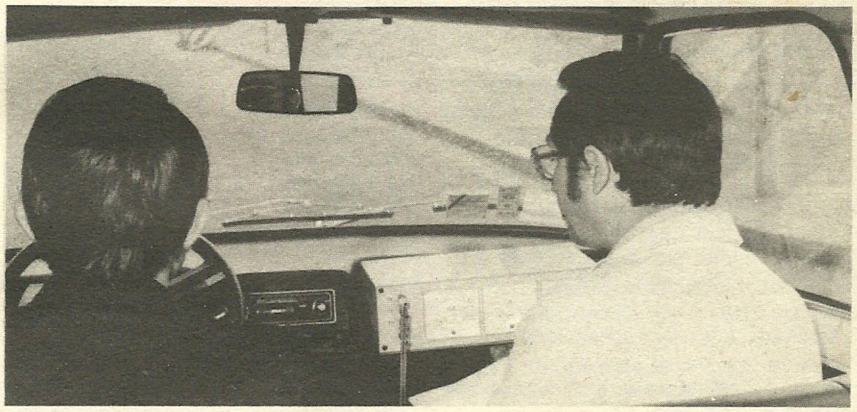
Il fattore di utilità inoltre, come potrete appurare da semplici prove, non solo varia da accensione ad accensione, ma varia anche a seconda del tipo di *bobina AT* utilizzato quindi, con una prova di questo genere, potrete anche scegliere il tipo di bobina che garantisce la maggior efficienza al vostro motore.

Come avrete certamente compreso da queste righe, non è esatto chiamare *accensione elettronica* un qualsiasi circuito solo perché questo è in grado di far scoccare una scintilla dalla bobina AT, in quanto anche l'accensione tradizionale, pur con tutte le sue lacune, riesce ad ottenere questo risultato.

A questo punto pensiamo di avervi fornito tutti i dati essenziali per collaudare un'accensione senza alcuna particolare strumentazione, ma se possedete un oscilloscopio vi è un altro fattore importante che non deve essere trascurato, cioè il *tempo di durata della scintilla.*

Se infatti un certo tipo di accensione è in grado di produrre una scintilla avente una durata, ad esempio, di *200 microsecondi*, è ovvio che tale





Sulle 25 vetture da noi prescelte che per 4 mesi ininterrottamente hanno viaggiato per sottoporre ad un forzato collaudo tale accensione, nessuna ha lamentato alcun inconveniente. Non solo, ma in inverno, quelle dotate di impianto a gas, al primo giro di chiave, si mettevano subito in moto.

dispositivo risulterà meno efficiente di un'altra accensione che invece riesce a mantenere l'arco per *400-500 microsecondi*.

Potremmo poi continuare aggiungendo che anche l'efficienza dello stadio convertitore CC-AC giuoca un ruolo importantissimo sulle caratteristiche globali dell'apparato, in quanto se abbiamo un convertitore tanto « lento » che fra una scarica e l'altra non permette al condensatore di immagazzinare l'energia richiesta, è ovvio che la scintilla scoccherà con meno potenza fornendo lo stesso identico risultato che avremmo ottenuto utilizzando un condensatore di capacità inferiore, oppure uno di eguale capacità ma alimentato con una tensione più bassa.

Da queste note non vi sarà quindi difficile capire che non è sufficiente mettere assieme pochi componenti e ricavare da una bobina AT una scintilla, per poter fregiare tale circuito col nome di « accensione elettronica », ma che per costruire una « vera » accensione elettronica occorre tener presenti tutti i particolari che vi abbiamo elencato.

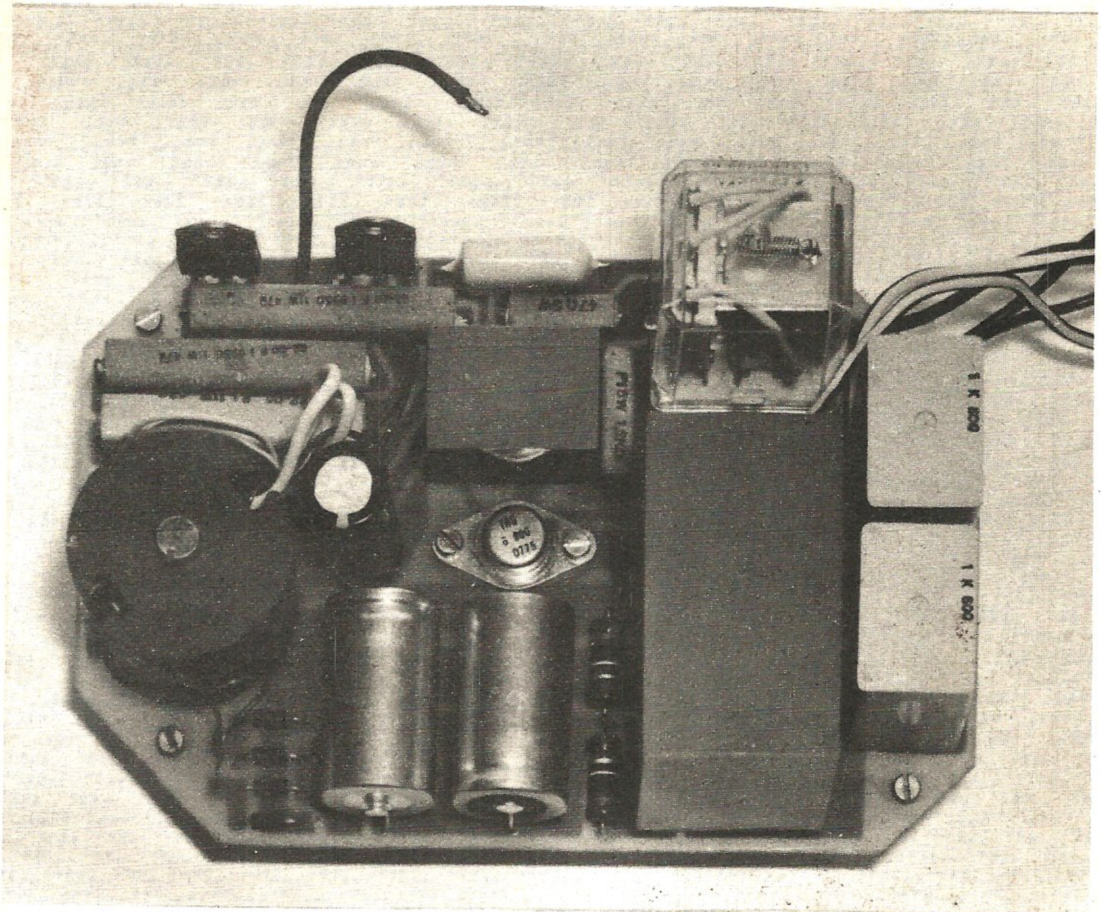
LA NOSTRA ACCENSIONE CATODICA

Dopo esserci dilungati nella spiegazione delle caratteristiche essenziali che una « vera » accensione elettronica deve possedere, è ovvio che il lettore vorrà senz'altro conoscere quali sono le prestazioni della nostra accensione, anche perché questo potrà essergli utile non solo come paragone rispetto ad altri circuiti analoghi, ma anche per controllare in seguito se quelle da noi indicate corrispondono effettivamente alla realtà. Tali caratteristiche, presentate nella tabella che segue, vi vengono fornite riportando accanto a ciascuna di esse i dati ricavati con un'accensione « a scarica capacitiva » e con un'accensione tradizionale, in modo che possiate rendervi conto delle sostanziali differenze di rendimento ottenibili nei 3 casi.

Come avrete notato, abbiamo cercato di realizzare un'accensione con prestazioni superiori alla media, non solo per poterla utilizzare anche su macchine sportive a 6-8 cilindri, ma soprattutto per poter ottenere mediante il suo impiego il maggior risparmio possibile di carburante, cioè

TABELLA CARATTERISTICHE

	Accensione catodica modello Sport	Accensione a scarica capac.	Accensione tradizionale
Max numero di scintille al minuto	**30-35.000**	20-24.000	18-20.000
Tensione di scarica ai capi della candela a 1.000 giri (motore a 4 cilindri)	**45-50.000 volt**	30-35.000 volt	16-20.000 volt
a 5.000 giri	**45-50.000 volt**	25-30.000 volt	8-10.000 volt
a 10.000 giri	**45-50.000 volt**	20-25.000 volt	6-8.000 volt
a 15.000 giri	**45-50.000 volt**	15-20.000 volt	4-5.000 volt
Corrente assorbita dal convertitore a vuoto	**0,7-0,9 amper**	variabile	—
Corrente assorbita a 1.000 giri	**1,3-1,5 amper**	?	—
Corrente assorbita a 5.000 giri	**3,8-4 amper**	?	—
Corrente assorbita a 10.000 giri	**5-5,5 amper**	?	—
Corrente assorbita a 15.000 giri	**5,5-6,5 amper**	?	—
Potenze max in watt del convertitore	**70 watt**	15-25 watt	—
Corrente sulle puntine dello spinterogeno	**0,2-0,3 amper**	?	2,5-3 amper
Energia della scintilla a 1.000 giri	**200 millijoule**	80 millijoule	80 millijoule
Energia della scintilla a 5.000 giri	**200 millijoule**	60 millijoule	20 millijoule
Energia della scintilla a 10.000 giri	**200 millijoule**	40 millijoule	10 millijoule
Energia della scintilla a 15.000 giri	**200 millijoule**	?	8 millijoule
Fattore di utilità con bobina normale	**25-30 microsiemens**	?	6-7 mS
Fattore di utilità con bobina super	**33-35 mS**	?	7-8 mS
Tempo di durata della scintilla	**500-600 microsecondi**	150-200 microsec.	200-250 microsec.
Minima tensione di alimentazione per il funzionamento dell'accensione	**6-7 volt anziché 12,6**	?	—
Tempo necessario al convertitore per ricaricare completamente il condensatore	**800 microsecondi**	2.000 microsecondi	—



Nella foto potete osservare come si presenta l'accensione catodica tipo sport una volta montati tutti i componenti sul circuito stampato. Si notino in alto a sinistra i due transistor TIP.3055 del convertitore e il filo di massa che dovrà risultare collegato alla carcassa metallica del contenitore.

abbiamo mirato soprattutto ad aumentare il tempo di durata della scarica all'interno del cilindro (500-600 microsecondi contro i 250 di un'accensione tradizionale) in modo da ottenere un'immediata e totale accensione della miscela aria-benzina, impedendo quindi che la miscela stessa esca *incombusta* dal tubo di scappamento, cioè eliminando ogni possibile spreco.

In altre parole significa che con tale accensione si riuscirà ad ottenere, con una identica dose di miscela, una maggiore potenza in cavalli vapore (CV o HP) e quindi un notevole risparmio di carburante, in quanto è logico che, disponendo di una maggior potenza, per raggiungere la stessa velocità sarà necessario tener pigiato di meno il pedale dell'acceleratore. Oltre a tale pregio nient'affatto trascurabile considerati i continui aumenti di prezzo della benzina, ne otterremo un altro, cioè dovremo constatare come la nostra autovettura risulti più scattante, veloce ed elastica. Provate ad esempio, quando avrete installato l'accensione, a ridurre, in 4ª marcia, il numero di giri del vostro motore e in queste condizioni pigiate totalmente sul pedale dell'acceleratore.

Così facendo riscontrerete con meraviglia che il vostro motore « riprende » velocemente senza « battere in testa », mentre con un'accensione tradizionale questa manovra risulterebbe impossibile senza « scalare » almeno di una o due marce.

Chi poi dispone di un'auto a **gas liquido**, constaterà come con la nostra accensione catodica risulti semplice eliminare tutti quegli inconvenienti che normalmente si riscontrano su un'autovettura così alimentata. Ad esempio ora potrà lasciare

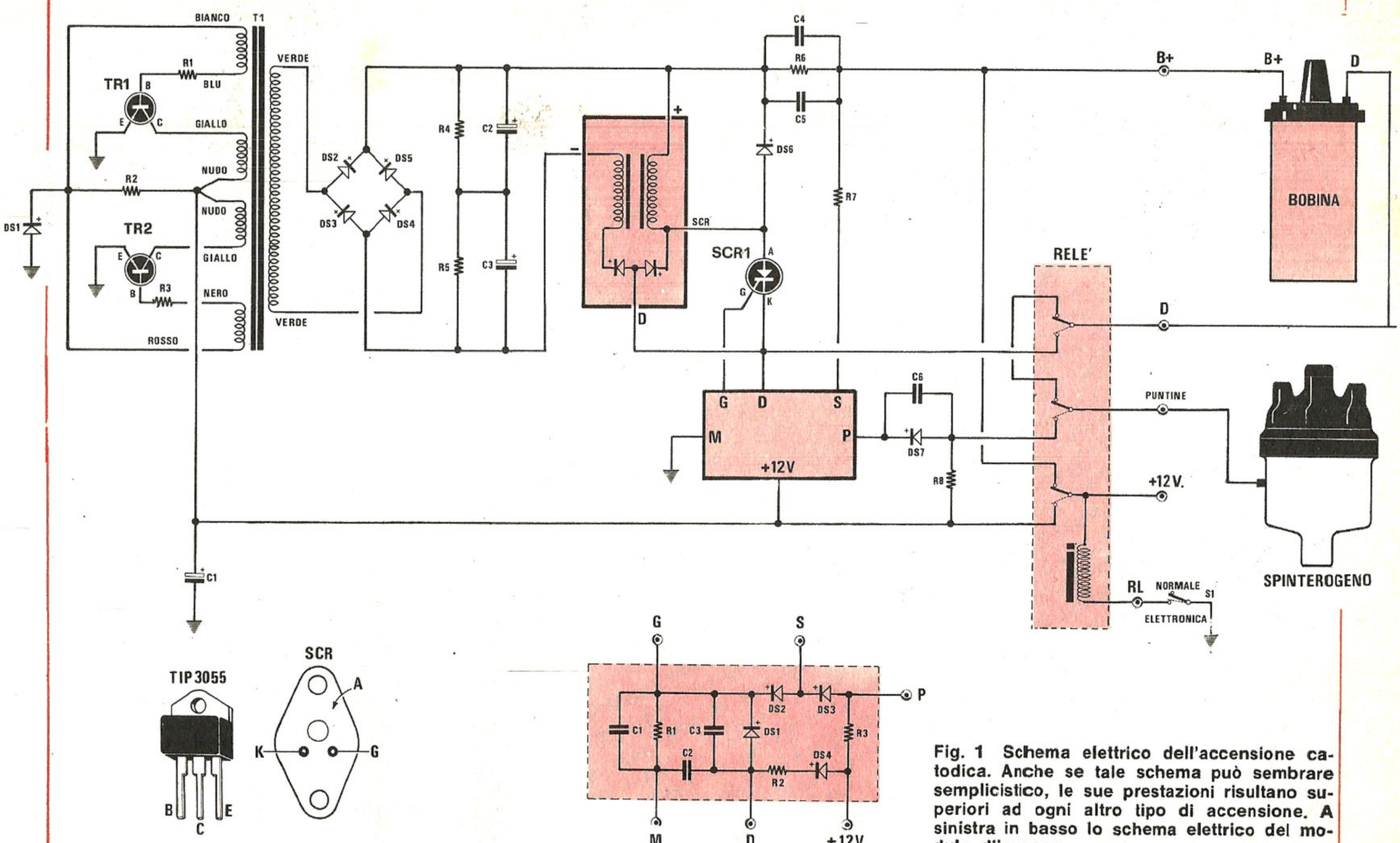


Fig. 1 Schema elettrico dell'accensione catodica. Anche se tale schema può sembrare semplicistico, le sue prestazioni risultano superiori ad ogni altro tipo di accensione. A sinistra in basso lo schema elettrico del modulo d'innesco.

COMPONENTI

R1 = 47 ohm 10-11 watt a filo
R2 = 47 ohm 10-11 watt a filo
R3 = 47 ohm 10-11 watt a filo
R4 = 100.000 ohm 1 watt
R5 = 100.000 ohm 1 watt
R6 = 1 Megaohm 1/2 watt
R7 = 1.200 ohm 5 watt a filo
R8 = 47 ohm 3 watt a filo
C1 = 1.000 mF elettrolitico 25 volt
C2 = 32 mF elettrolitico 350 volt
C3 = 32 mF elettrolitico 350 volt
C4 = 1 mF 600 volt lavoro antiinduttivo
C5 = 1 mF 600 volt lavoro antiinduttivo
C6 = 1 mF 100-250 volt lavoro
TR1 = transistor NPN tipo TIP3055
TR2 = transistor NPN tipo TIP3055
SCR1 = diodo SCR da 800 volt 6 amper
DS1 = diodo al silicio tipo EM513 o 1N4007
DS2 = diodo al silicio tipo EM513 o 1N4007
DS3 = diodo al silicio tipo EM513 o 1N4007
DS4 = diodo al silicio tipo EM513 o 1N4007
DS5 = diodo al silicio tipo EM513 o 1N4007
DS6 = diodo al silicio tipo EM513 o 1N4007
DS7 = diodo al silicio tipo EM513 o 1N4007
T1 = trasformatore in ferroxcube da 60-70 watt
S1 = interruttore
Un modulo di commutazione
Un modulo d'innesco sincronizzato
Un relè da 12 volt con 3 scambi da 6 amper ciascuno.

COMPONENTI MODULO D'INNESCO

R1 = 1.000 ohm 1/2 watt al 5%
R2 = 15 ohm 1/2 watt al 1%
R3 = 2.200 ohm 1/2 watt al 1%
C1 = 10.000 pF 630 volt 2%
C2 = 11.300 pF 250 volt 2%
C3 = 22.000 pF 400 volt 5%
DS1-DS2-DS3-DS4 = diodi al silicio per commutazione tipo 1N4948 General Instrument

la sua automobile in sosta anche per lungo tempo alle temperature più rigide con la certezza che quando vorrà avviarla essa si metterà in moto al primo giro di chiavetta senza le solite complicazioni ed in autostrada non rileverà più (al contrario di prima) alcuna differenza di velocità rispetto alle altre autovetture dello stesso tipo funzionanti a « benzina ».

Anche chi dispone di vetture che si ingolfano facilmente nei percorsi « cittadini » eliminerà al completo questo noioso inconveniente.

Come vedete i pregi sono veramente tanti ma tuttavia siamo certi che, come già ci è successo in passato, ci ritroveremo ancora a dover rispondere a molti lettori i quali, pur riscontrando un aumento di potenza ed una maggior ripresa, si lamentano di non notare in pratica quel marcato risparmio di carburante cui noi accenniamo.

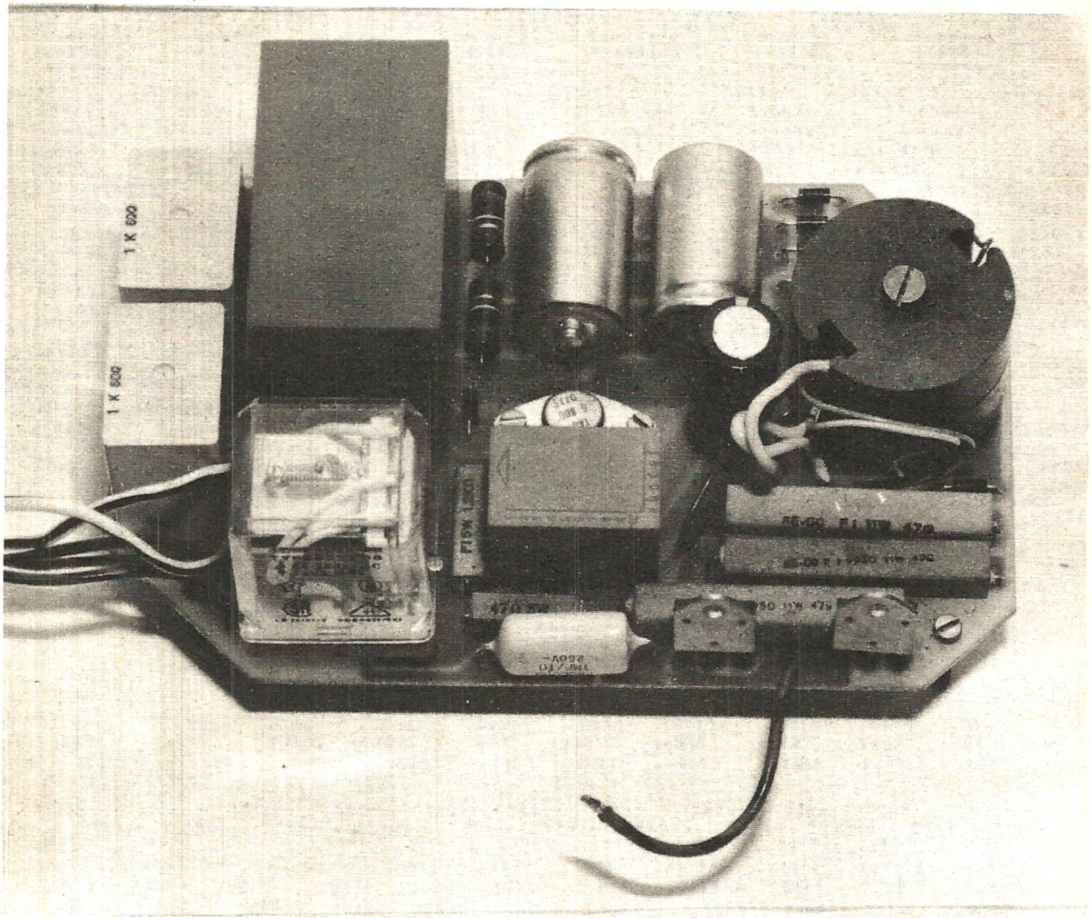
A costoro rispondiamo in anticipo che tale *risparmio esiste* in ogni caso, solo che il lettore per appurarlo adotta sistemi empirici sui quali non è possibile fare alcun affidamento. Ad esempio dobbiamo precisare che fino a quando non si supera almeno il 50% della velocità massima raggiungibile dal proprio motore, il risparmio di carburante è minimo in quanto in queste condizioni anche una accensione tradizionale riesce, con i suoi 80 millijoule, a bruciare quasi al completo la miscela aria-benzina.

A queste velocità si noterà quindi solamente una maggior ripresa ed una maggiore potenza, oltre naturalmente al fatto che anche i motori più spinti non tenderanno più ad « ingolfarsi ».

Il risparmio di carburante comincia invece a farsi sentire quando si supera questo 50% della velocità massima ed in particolare esso aumenterà proporzionalmente alla velocità stessa raggiungendo le punte più elevate proprio quando il motore funziona al massimo numero di giri.

Se quindi si utilizza la vettura soprattutto in città, dove raramente si superano i 50-60 km/ora e dove si è costretti spesso a frenare, accelerare, oppure sostare per lungo tempo sotto i semafori o agli stop, è immediato comprendere che il risparmio ottenuto sarà sempre ed in ogni caso difficilmente ponderabile a causa dell'estrema variabilità delle condizioni in cui si svolge il percorso.

Il risparmio invece risulta più evidente quando si fanno lunghi viaggi a velocità elevata, però anche in questo caso le prove che normalmente si conducono possono sovente condurre a *errori* grossolani. La stessa prova tanto decantata di fare il « pieno » al serbatoio per poi controllare i chilometri percorsi da « pieno » a « pieno », è l'operazione meno valida che possa esistere. Infatti non



In questa foto si possono vedere meglio i due transistor del convertitore, il relè e tutti gli altri componenti di questa accensione. Si noti sempre il filo di massa che dovremo necessariamente fissare alla carcassa del contenitore metallico.

bisogna dimenticare che il benzinaio può interrompere l'erogazione del carburante a livelli diversi a seconda dell'inclinazione della vettura rispetto al suolo oppure anche a seconda della cifra conteggiata sulla colonnina, per cui è molto facile che nel serbatoio entrino meno litri di quelli che esso effettivamente può contenere. Anche se ci raccomandassimo di « fare un pieno fino all'orlo », dobbiamo poi sempre considerare che spesso all'interno del serbatoio si può formare un cuscinetto d'aria che ne impedisce il completo riempimento. Se provate dopo aver fatto un « pieno » a scuotere la vettura, potrete infatti constatare che spesso si riescono a far entrare altri 3 o 4 litri.

A coloro poi che usano l'auto solo il sabato o la domenica dobbiamo ricordare che la benzina all'interno del serbatoio *evapora* e che questo fenomeno è più rilevante se il serbatoio non è pieno, quindi inutile tentare di effettuare controlli di chilometraggio quando si va a fare il pieno una volta al mese perché in questo caso è più la benzina che si volatilizza che quella effettivamente consumata.

Anche la cilindrata della vettura ha poi un peso notevole in questo calcolo in quanto chi dispone di una 500 a due soli cilindri noterà certamente un risparmio minore di chi invece possiede una grossa fuoriserie da 2.000-3.000 c.c.

In ogni caso, anche se qualcuno potrebbe non esserne convinto, possiamo assicurarvi che le prove condotte al banco, dove non influisce certo il sistema di guida dell'automobilista, l'attrito causato dal vento o dal fondo stradale che può essere

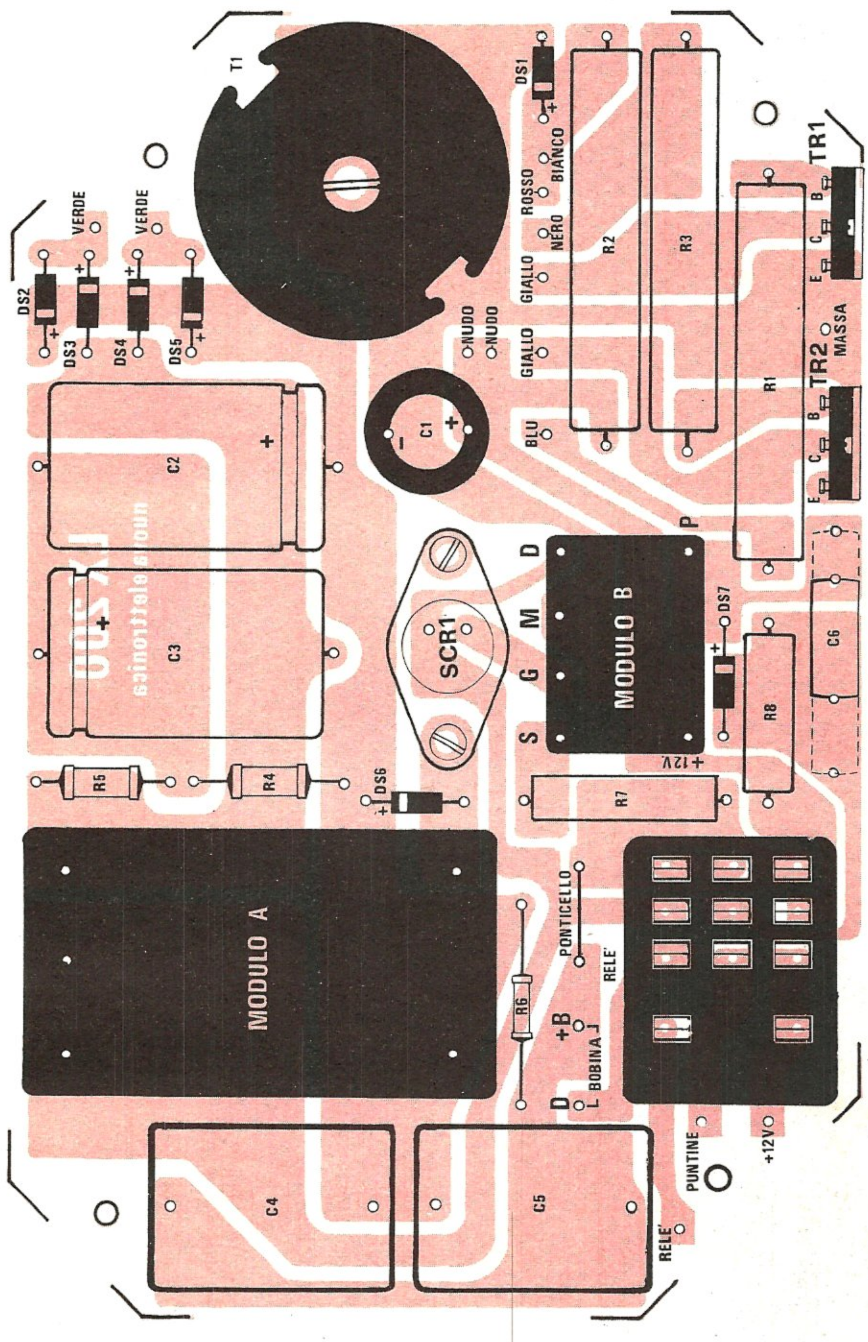
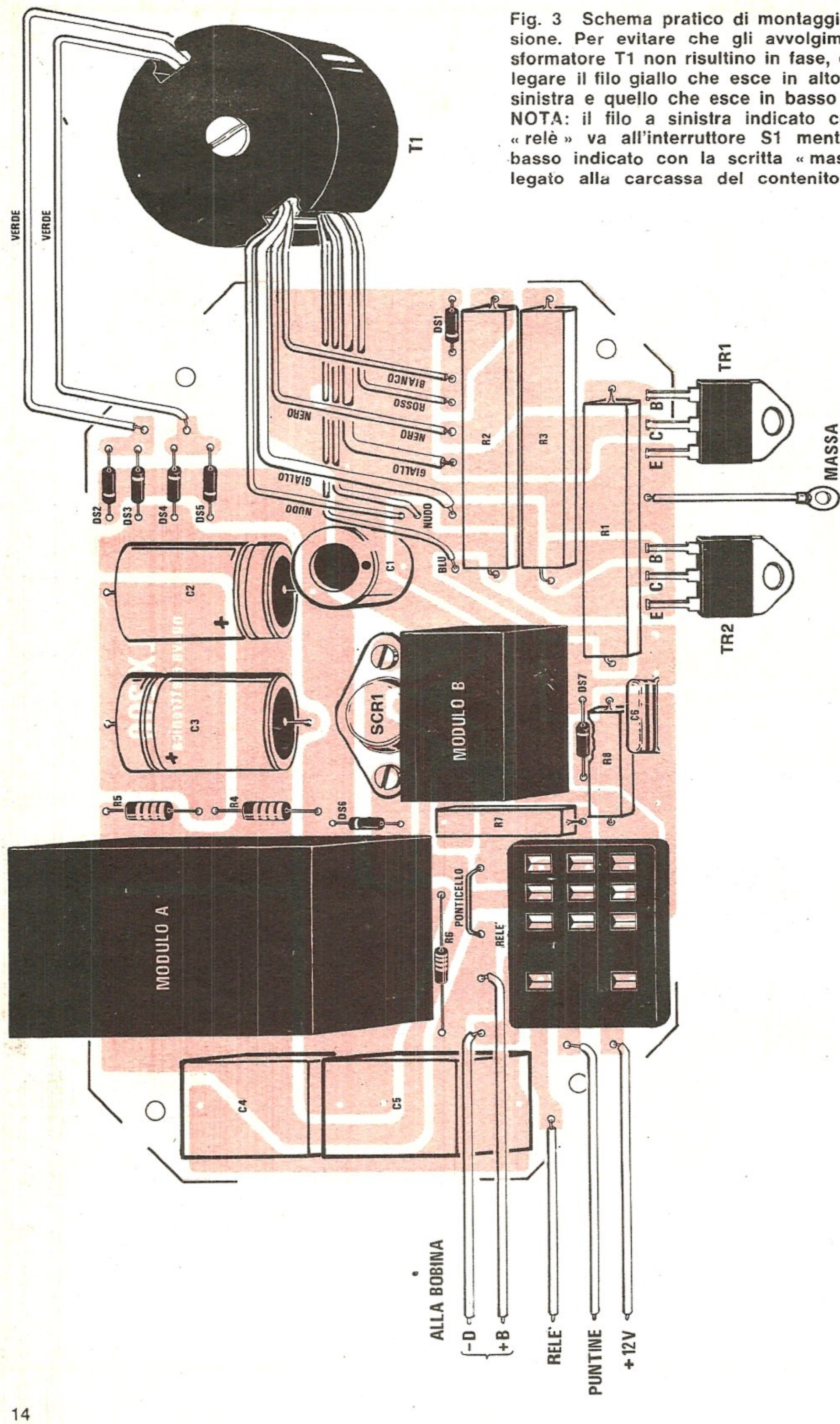


Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale e relativo disegno serigrafico che agevolerà notevolmente il lettore nella realizzazione pratica. Si noti che tra lo zoccolo del relè e il modulo A (vicino a R6) è necessario effettuare un ponticello con filo di rame. A destra vicino alla resistenza R2, i fori contraddistinti dai nomi dei vari colori sono quelli in cui dovremo inserire i fili del trasformatore T1.

Fig. 3 Schema pratico di montaggio dell'accensione. Per evitare che gli avvolgimenti del trasformatore T1 non risultino in fase, dovremo collegare il filo giallo che esce in alto da T1 sulla sinistra e quello che esce in basso sulla destra. NOTA: il filo a sinistra indicato con la scritta « relè » va all'interruttore S1 mentre quello in basso indicato con la scritta « massa » va collegato alla carcassa del contenitore metallico.



MODIFICHE. Se al massimo numero di giri l'accensione perde dei colpi, eliminare uno dei due condensatori da 1 mF (C4 o C5). Utilizzare per R1 e R3 due resistenze da 22-27 ohm 10 Watt anziché due resistenze da 47 ohm.

asfaltato o ghiaioso o asciutto o bagnato, la pendenza della strada, le condizioni delle gomme e la equilibratura perfetta delle quattro ruote (fattore questo non valutato da nessun automobilista anche se estremamente importante), ci hanno confermato che installando la nostra accensione elettronica « formula sport » si riesce ad ottenere un *risparmio medio* di carburante del 15%, cioè in pratica potremmo affermare che se la benzina agli altri automobilisti costa **315 lire** al litro, a noi, per merito dell'accensione, costa solo **267 lire** (molto meno di un litro di « normale »).

Considerato quindi che un automobilista medio consuma circa 100 litri di benzina al mese e che in un anno ci sono 12 mesi, con una semplice operazione matematica possiamo risalire immediatamente ad una stima approssimata del risparmio che ciascuno di voi può ottenere installando sulla propria autovettura questa accensione.

Avremo quindi:

315 — 267 = 48 lire (risparmio per litro)
48 x 1.200 = 57.600 lire

cioè in un solo anno riuscirete ad ammortizzare ampiamente la spesa di realizzazione, ricavandone inoltre tutti i vantaggi pratici (avviamento istantaneo in qualsiasi condizione ambientale, maggior ripresa ecc.) che vi abbiamo in precedenza descritto.

I motivi che ci hanno indotto a realizzare un nuovo tipo di accensione « catodica » dopo aver già presentato un circuito simile sul n. 25 sono essenzialmente QUATTRO:

1) Nel primo modello la parte più interessante dell'accensione era, per così dire, un « segreto » in quanto risultava completamente inglobata all'interno di un modulo sigillato e questo non perché volessimo di proposito tener segreto lo schema ai nostri lettori, ma soltanto perché, avendo ceduto il *brevetto* ad un'industria, questa ci aveva imposto nel contratto di non pubblicare per un anno tale accensione e in ogni caso di non diffondere lo schema completo.

Per correttezza commerciale ed anche per evitare sanzioni abbiamo quindi dovuto scegliere l'unica soluzione che ci era permessa mentre ora, caduto tale impegno, possiamo agire liberamente come per ogni altro nostro progetto.

2) Il nome « accensione catodica » è stato scelto per differenziare il funzionamento di questa accensione da quella normale a « scarica capacitiva ».

3) Sul vecchio modello si sono verificati talvolta degli inconvenienti dovuti solo ed unicamente al *condensatore di scarica* il quale, come tutti saprete, deve risultare del tipo antiinduttivo, idoneo ad immagazzinare energia per riversarla senza perdite sul primario della bobina AT, cioè una funzione diversa da quella per cui può essere concepito un condensatore normale di disaccoppiamento o di filtro. Tali condensatori, anche se ci venivano forniti con tutte le assicurazioni che sarebbero stati in grado di sopportare tensioni massime di 1.500 volt, in realtà, una percentuale di essi, dopo un certo periodo di funzionamento, per difetto del dielettrico, perdevano le proprie caratteristiche quindi andavano in corto oppure addirittura « scoppiavano ».

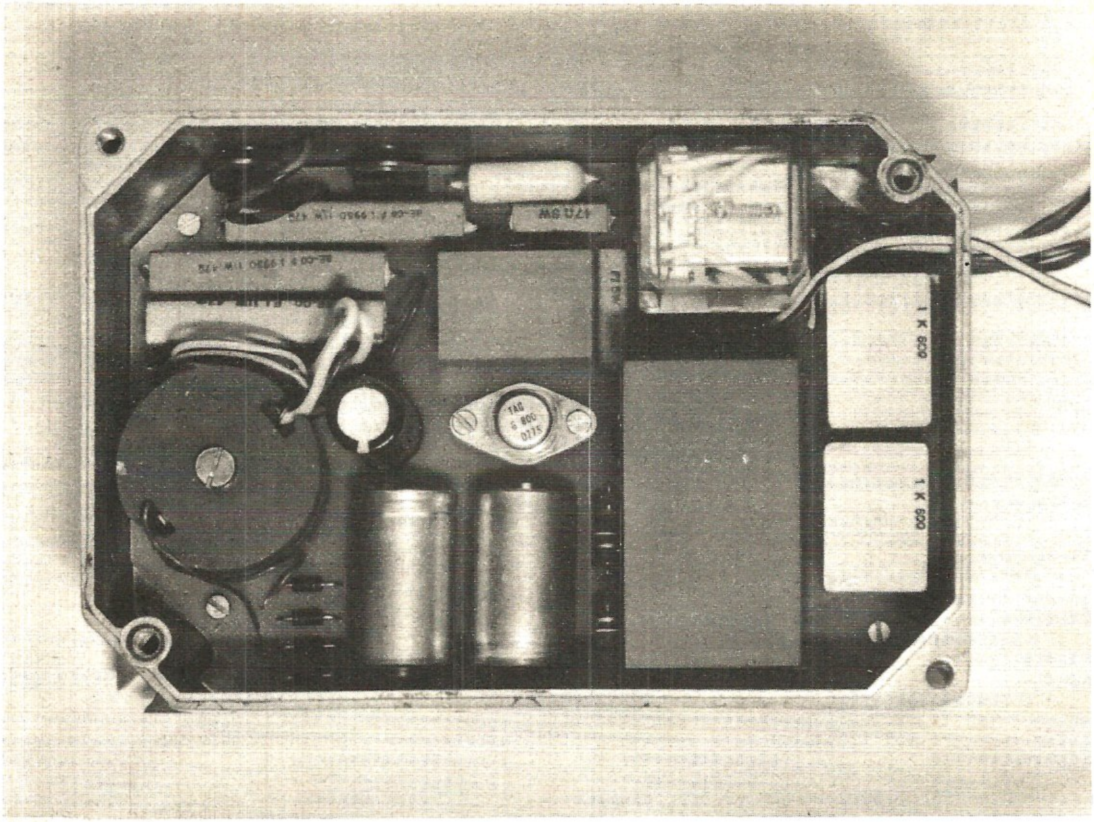
Perciò, anche se la percentuale di questi guasti si è sempre mantenuta entro limiti più che accettabili (dell'ordine del 6-7%), essendo riusciti finalmente a trovare un'industria che ci garantisse al 100% il funzionamento e le caratteristiche di questi condensatori, abbiamo dovuto modificare il circuito in modo da adattarlo alla forma di questo nuovo tipo di condensatore.

4) Avendo constatato che la benzina subisce continui aumenti di prezzo i quali incidono pesantemente sul nostro bilancio familiare, in fase di progetto di questo nuovo tipo di accensione abbiamo puntato soprattutto al « risparmio di carburante » senza tuttavia trascurare gli altri requisiti, cioè abbiamo cercato di aumentare il più possibile l'energia e la durata della scintilla all'interno del cilindro.

Abbiamo inoltre sincronizzato l'innesco dell'SCR con la durata della scintilla per evitare autooscillazioni spurie provocate dalla bobina AT ed infine abbiamo reso insensibile il *gate* ad impulsi fasulli provocati da qualsiasi accessorio presente sull'auto. Rispetto al modello precedente è poi stato aggiunto un *relé* il quale permette di passare istantaneamente dall'accensione elettronica all'accensione tradizionale nell'eventualità in cui un transistor del convertitore dovesse bruciarsi.

SCHEMA ELETTRICO

L'accensione a scarica catodica è nata quando, interessandoci all'argomento delle accensioni elettroniche, ci eravamo accorti che tutti i dispositivi di questo tipo esistenti in commercio presentavano all'incirca gli stessi difetti, cioè il condensatore non veniva mai ricaricato in un tempo sufficientemente veloce ed inoltre, poiché ad *ogni scarica* il condensatore si *ricarica* con *polarità inversa* (le armature collegate all'SCR immagazzinano tensione negativa), il convertitore doveva neutralizzare questa carica inversa prima di passare in fase



di ricarica, quindi tale tempo si riduceva ulteriormente a scapito della potenza della scintilla.

Se invece si fosse potuto realizzare un commutatore elettronico altamente veloce in grado di eliminare tutti questi difetti e si fosse riusciti a trovare un condensatore « serbatoio » di elevata capacità che al momento della scarica avesse contribuito effettivamente a potenziare la scintilla, si sarebbe ottenuto un'accensione con caratteristiche nettamente superiori a qualsiasi altra analoga apparecchiatura. Ben presto quindi abbiamo concentrato i nostri sforzi in questo senso e dopo prove e riprove ne è uscito lo schema di fig. 1, cioè uno schema che a prima vista potrebbe anche sembrare semplice, ma che se si vogliono analizzare le funzioni eseguite dai vari diodi utilizzati come commutatori diviene leggermente complesso.

Come primo stadio troviamo il solito convertitore CC/AC in grado di fornirci sul secondario una tensione alternata di 430-460 volt ad una frequenza di 3.500-3.800 Hz che verrà raddrizzata dai quattro diodi DS2-DS3-DS4-DS5 ed infine livellata dai due condensatori elettrolitici C2-C3 da 32 mF 350 volt, collegati in serie per ottenere una capacità totale di 16 mF 700 volt lavoro. Tale tensione viene utilizzata per alimentare un particolare commutatore

Nella foto l'accensione catodica tipo sport inserita nell'apposito contenitore metallico a tenuta stagna. Si notino sulla destra tutti i fili di alimentazione fatti fuoriuscire lateralmente dal contenitore dopo aver praticato su di esso una serie di fori.

elettronico che costituisce la parte principale ed anche la più *critica* di tutta l'accensione catodica.

Tale circuito non solo dovrà risultare costituito da diodi ad altissima velocità di commutazione ed in grado di sopportare picchi di extratensione dell'ordine dei 1.000 volt, ma gli avvolgimenti stessi dovranno risultare *tarati* alla perfezione uno per uno in modo abbastanza critico per cui, considerando che non tutti i lettori possiedono la strumentazione adatta per compiere questa taratura, abbiamo deciso di effettuare noi la taratura inglobando quindi il tutto in un piccolo contenitore e cementandolo per evitare starature causate dalle vibrazioni dell'auto. Alle uscite di questo modulo andranno collegati l'anodo e il catodo del diodo SCR da 600-800 volt 6 amper indicato nello schema con la sigla SCR 1. Un altro stadio piut-

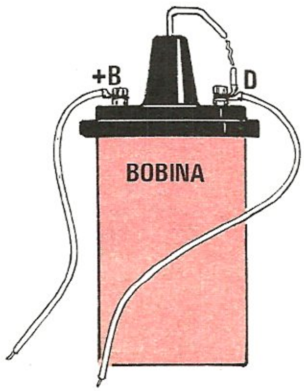


Fig. 4 Un'ottima accensione elettronica deve essere in grado di produrre scintille della lunghezza di almeno 3-4 centimetri. Tale prova comunque non è sufficiente a dimostrare che l'accensione dispone della potenza richiesta dal vostro motore, come abbiamo esaurientemente spiegato nell'articolo.

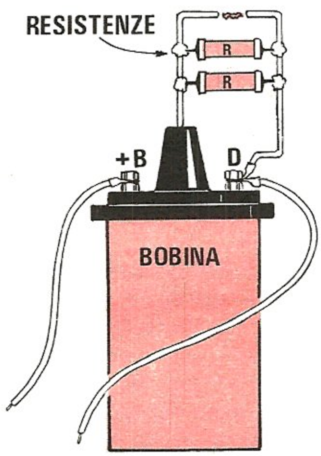


Fig. 5 È possibile stabilire l'efficacia di un'accensione misurandone il « fattore di utilità », cioè avvicinando a circa 4 millimetri i due elettrodi di scarica ed applicando tra questi delle resistenze in parallelo fino a trovare quel valore in corrispondenza del quale la scintilla non riuscirà più a scoccare. Minore è il valore di questa resistenza, migliore risulterà l'accensione.

tosto critico in questa accensione è rappresentato dal circuito d'innesco il quale, per ottenere un perfetto sincronismo di funzionamento, va anch'esso *tarato* con la massima cura, modificando caso per caso il valore delle resistenze e dei condensatori fino al raggiungimento delle caratteristiche richieste.

Tale operazione non sarebbe necessaria se fossero reperibili in commercio i valori di capacità e di resistenza richiesti con una precisione almeno dell'1%, ma risultando questi tipi di componenti pressoché introvabili, si è preferito adottare il sistema di taratura « singola » in modo da garantire quella sicurezza di funzionamento che tutti desiderano avere sulla propria autovettura.

Il relè utile per passare velocemente dall'accensione elettronica all'accensione tradizionale è collegato in maniera che quando esso è *eccitato* sull'auto funziona l'accensione elettronica, mentre quando è *diseccitato* viene inserita l'accensione tradizionale. Se avessimo scelto la soluzione inversa (relè diseccitato con l'elettronica inserita) ritenuta da molti forse più logica, otterremmo, nel caso che malauguratamente uno dei due transistor del convertitore andasse in cortocircuito, una tale caduta di tensione sul filo di alimentazione dei 12 volt e di conseguenza ai capi della bobina del relè, da renderne problematica l'eccitazione per poter passare all'accensione tradizionale, quindi si rimarrebbe irrimediabilmente in « panne ».

Adottando invece la soluzione del relè *eccitato* quando è in funzione l'accensione elettronica, se uno dei due transistor del convertitore va in corto, la caduta di tensione che si ottiene ai capi della bobina è già più che sufficiente per diseccitare istantaneamente il relè, permettendo quindi il passaggio automatico all'accensione tradizionale.

È perciò ovvio che in tali condizioni l'automobile non funzionerà ancora correttamente in quanto il relè non rimarrà stabilmente diseccitato, bensì comincerà a vibrare fino a quando non agiremo sull'apposito deviatore posto (preferibilmente) all'interno della vettura il quale ci permetterà di escludere da massa un estremo della bobina del relè diseccitandolo quindi stabilmente.

Questo comando supplementare che consente alla vettura di funzionare con entrambi i tipi di accensione ci è stato richiesto in passato da molti lettori i quali ci hanno giustamente posto la questione in questi termini:
« anche ammettendo che un'accensione possa durare in eterno, non si può escludere a priori che per un qualsiasi motivo un transistor, l'SCR o il condensatore antiinduttivo possano bruciarsi oppure andare in corto e se tale inconveniente so-

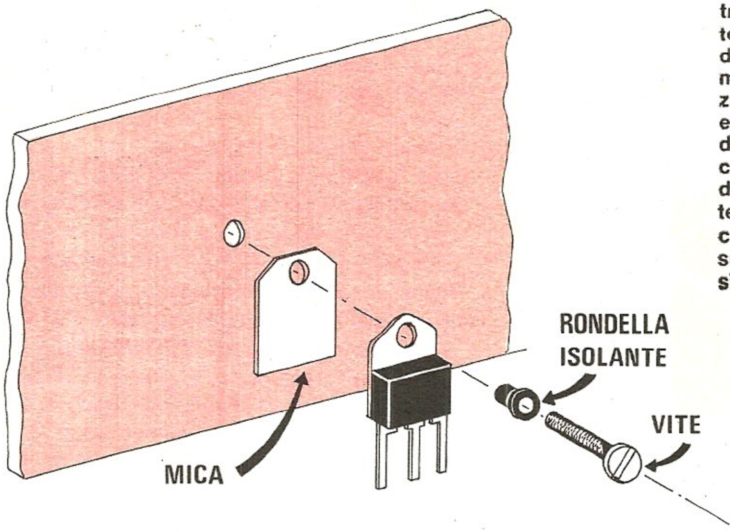


Fig. 6 Nel fissare i due transistor TIP.3055 al contenitore metallico, ricordatevi di isolarli elettricamente dallo stesso utilizzando le apposite miche e la indispensabile rondella isolante per la vite, come vedesi in questo disegno. Prima di fornire tensione, controllate poi con un ohmetro che nessuno dei due transistor sia in corto con la massa.

pravviene proprio nell'istante in cui si sta effettuando un sorpasso pericoloso oppure ci si trova in mezzo ad un incrocio, come è possibile correre immediatamente ai ripari?

Inoltre se l'accensione si guastasse di notte, quando piove a dirotto oppure nevica, come si potrebbe al buio e senza un'opportuna attrezzatura, provvedere ad effettuare i collegamenti necessari per passare dall'accensione elettronica a quella tradizionale? »

Ebbene, per prevenire appunto questi inconvenienti, abbiamo inserito tale relè in modo che se la vostra accensione accusasse qualche inconveniente quando vi troverete in una delle critiche situazioni appena elencate, possiate riportare la vettura in condizioni di funzionamento normale spostando semplicemente un deviatore, senza cioè dover scendere ed esporsi al vento o alla pioggia.

REALIZZAZIONE PRATICA

La realizzazione pratica di questa accensione è estremamente semplice tanto che se seguirete le nostre istruzioni, appena inserito l'ultimo componente, potrete subito installarla sull'auto con la matematica certezza che essa funzionerà all'istante.

Tutta l'accensione troverà posto su un apposito circuito stampato LX200 (visibile a grandezza naturale in fig. 2) opportunamente sagomato per poter essere inserito all'interno di una scatola in alluminio fuso a tenuta ermetica che vi verrà fornita insieme a tutto il restante materiale. Per il montaggio dei componenti sul circuito stampato vi potrete servire sia dello schema pratico visibile in fig. 3, sia del disegno serigrafico riportato sullo stampato stesso il quale vi indicherà anche il colore dei fili provenienti dal trasformatore in ferroxcube che vanno inseriti nei vari fori, come vedasi sullo schema elettrico.

Come prima operazione potremo inserire ad esempio i componenti dello stadio convertitore, cioè fisseremo il trasformatore e ne collegheremo i fili dei quattro primari e del secondario A.T. agli appositi terminali.

A questo proposito vi ricordiamo che il trasformatore è fragile, quindi se vi dovesse cadere o se lo sbatteste violentemente contro il tavolo, esso può frantumarsi o scheggiarsi ed in tal caso è ovvio che solo se la scheggiatura è minima, potrete ancora montarlo tranquillamente senza notare alcuna variazione di funzionamento, mentre se il nucleo va in frantumi bisogna assolutamente procurarsene uno nuovo.

I fili di rame di questo trasformatore, prima di venire stagnati sul circuito stampato, dovranno essere raschiati accuratamente, perché ogni filo è ricoperto di uno strato di vernice isolante che impedirebbe il necessario contatto elettrico.

Anche i due fili da noi indicati con la scritta « nudo » perché non provvisti della guaina colorata, sono ricoperti di questa vernice isolante quindi dovranno venire raschiati essi pure prima

della stagnatura. Prima di inserire questi fili nei rispettivi fori cercate poi di piegarli opportunamente e di disporli in maniera da raggiungere senza troppa difficoltà la sede loro assegnata.

Le stagnature dovranno essere effettuate sul lato opposto e a regola d'arte, cioè fatte in modo che lo stagno si spanda bene sulla pista dello stampato e sul filo, poi tranciate l'eccedenza di filo con una tronchesina e nuovamente ripassate sopra a questo il saldatore per completare l'opera. Stagnare bene, lo ripetiamo, non significa applicare su un'unica pista tanto stagno da poter montare comodamente con esso dieci accensioni, bensì fondere solo il puro necessario per ottenere un valido collegamento elettrico tra circuito stampato e terminale avendo l'avvertenza, prima di compiere questa operazione, di pulire alla perfezione il terminale o il filo di rame in modo che su di esso non rimangano superfici ossidate. Dopo il trasformatore, fisserete le resistenze R1-R2 ed R3, i diodi DS1-DS2-DS3-DS4-DS5, i condensatori C1-C2-C3, le resistenze R4 ed R5 e i due transistor TR1 e TR2. Questi due transistor, come vedesi sullo schema pratico, vanno direttamente stagnati sul circuito stampato facendo in modo che la parte metallica del loro involucro risulti rivolta verso l'esterno cosicché, una volta inserito il circuito all'interno del contenitore metallico, essi possano venire fissati con un bulloncino interponendo una lamella di mica e con rondelle isolanti) alla parete di questo, la quale fungerà da aletta di raffreddamento.

Come transistor noi abbiamo utilizzato i TIP.3055 della Texas in quanto abbiamo constatato che essi risultano decisamente migliori rispetto a tutti i 2N3055 metallici attualmente reperibili in commercio e che sono costituiti, per un buon 50%, da scarti di produzione.

Chi volesse comunque adottare i 2N3055 metallici perché li ha già a disposizione, potrà ugualmente farlo utilizzando degli spezzoni di filo di rame per collegare, dopo aver fissato il transistor alla parete della scatola e dopo averlo isolato da questa con le apposite miche e rondelle di plastica, i suoi terminali E-B-C alle rispettive piste dello stampato.

Terminato il montaggio del convertitore potrete immediatamente controllarne il funzionamento collegando il positivo di un alimentatore a 12 volt sul terminale + del condensatore elettrolitico C1, ed il negativo dello stesso alimentatore alla massa dello stampato.

Così facendo, se non avrete commesso errori, dovrete udire immediatamente il caratteristico sibilo del convertitore stesso dovuto alla frequenza di oscillazione (circa 4.000 Hz). Con un tester potrete poi rilevare la tensione presente tra il + di C2 e il – di C3 che dovrà risultare compresa fra i 420 e i 500 volt.

Non udendo questo caratteristico sibilo del trasformatore e constatando che la corrente assorbita si aggira sui 3-4 amper anziché risultare compresa tra 0,7 e 0,9 amper, spegnete immediatamente il tutto ed invertite sul circuito stampato i due fili *gialli*, oppure inserite il filo *blu* che va a R1 sulla pista del filo *nero* e viceversa.

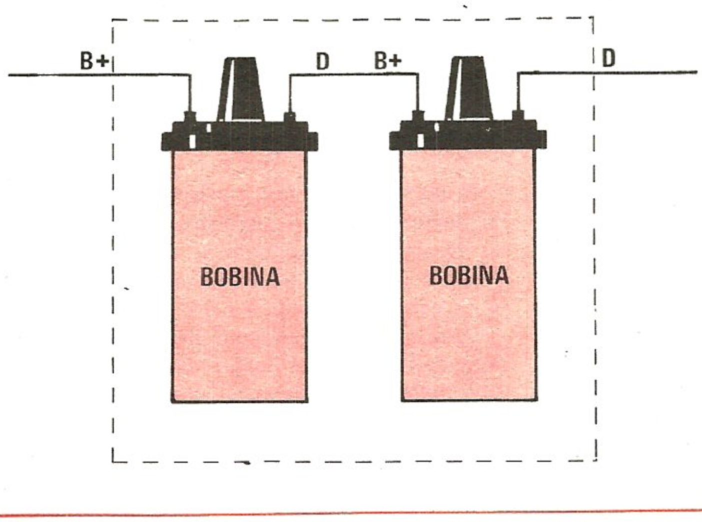


Fig. 7 Nelle auto bicilindriche in cui si impiegano due bobine in serie è possibile installare l'accensione considerando le stesse come se fossero una sola. Prima di effettuare questo collegamento però, controllate che non esista tra i vari terminali delle bobine e la massa alcun condensatore (sempre presente se possedete l'autoradio) e se esiste, dovrete prima toglierlo.

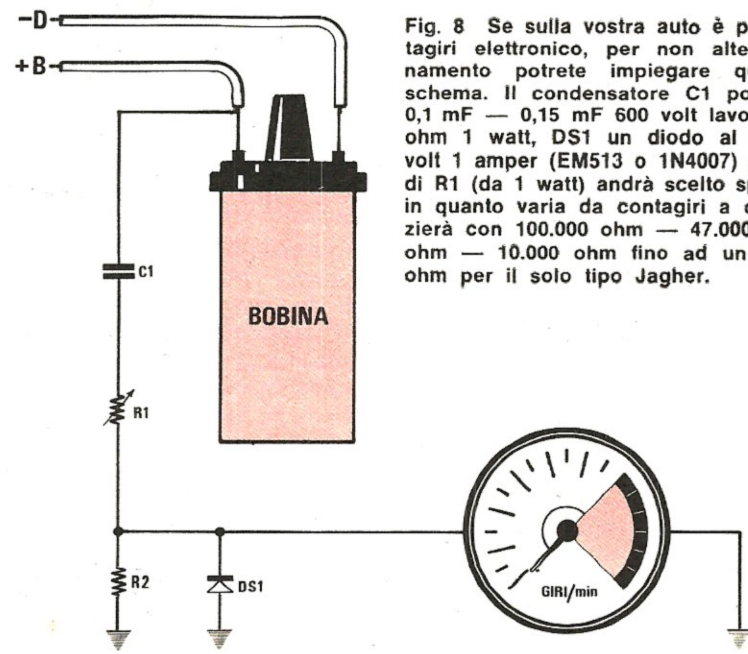


Fig. 8 Se sulla vostra auto è presente un contagiri elettronico, per non alterarne il funzionamento potrete impiegare questo semplice schema. Il condensatore C1 potrà risultare da 0,1 mF — 0,15 mF 600 volt lavoro, R2 da 4.700 ohm 1 watt, DS1 un diodo al silicio da 1.000 volt 1 amper (EM513 o 1N4007) mentre il valore di R1 (da 1 watt) andrà scelto sperimentalmente in quanto varia da contagiri a contagiri. Si inizierà con 100.000 ohm — 47.000 ohm — 33.000 ohm — 10.000 ohm fino ad un minimo di 100 ohm per il solo tipo Jagher.

In questo caso infatti nel montaggio sono state invertite le due sezioni dell'avvolgimento, cioè si è collegato il filo *giallo* relativo alla sezione del transistor TR1 alla pista dove si collega TR2 ed in queste condizioni il convertitore non può ovviamente funzionare.

Una volta accertato il funzionamento di questo stadio potremo procedere al montaggio dello zoccolo del relè e dell'interruttore necessario per il passaggio dell'accensione elettronica a quella tradizionale.

Monteremo quindi il diodo SCR, il modulo di alimentazione e quello di innesco e i relativi condensatori antiinduttivi.

Per quanto riguardá i moduli non esistono difficoltà in quanto essi non possono assolutamente venir scambiati fra di loro presentando dimensioni molto diverse e nello stesso tempo, grazie alla particolare disposizione dei piedini, non permettono altro collocamento sullo stampato se non nel giusto verso. Per i diodi al silicio occorre invece tener presente che essi hanno una polarità da rispettare, quindi bisognerà assolutamente fare attenzione a non scambiare il catodo con l'anodo.

Terminato il montaggio, prima di dar tensione al circuito, ricordatevi sempre di collegare ai fili B+ e D una bobina di A.T. e solo dopo averla inserita procedete nella prova.

Alla presa « puntine » collegate ora uno spinterogeno meccanico o un simulatore come quello presentato sul n. 23, ed alimentate il tutto con un accumulatore da 12 volt. È impossibile effettuare delle prove cercando di alimentare l'accensione con un alimentatore stabilizzato che non sia in grado di erogare almeno 6-8 amper C.C. (vedi progetto LX45 presentato sul n. 30).

Se disponete di un oscilloscopio potrete controllare le forme d'onda presenti nei diversi punti del circuito (sul convertitore, sull'anodo dell'SCR, ai capi della bobina A.T.) vedi fig. 9-10-11-12.

Terminate le varie prove, potremo inserire il circuito stampato all'interno dell'apposito contenitore in alluminio, attenendoci alle seguenti istruzioni:

1) stagnare nei fori corrispondenti al positivo di alimentazione ed alla massa due fili ricoperti in plastica del diametro di almeno 1,6-1,8 mm (cioè in grado di sopportare senza eccessive cadute correnti sull'ordine dei 5-6 amper). Tale filo lo dovremo utilizzare pure per i collegamenti ai terminali B+ e —D della bobina A.T. e alle puntine dello spinterogeno, in quanto anche se normalmente essi non verranno attraversati da correnti eccessivamente elevate in « accensione elettronica », dobbiamo prevedere la corrente che li potrebbe attraversare nel caso in cui, per un gua-

sto, si dovesse ricorrere all'accensione tradizionale. Il filo che si collega alla bobina del relè potrà invece risultare più sottile in quanto la corrente che scorre su di esso è minima in ogni caso;

2) prima di fissare il circuito stampato all'interno della scatola, controllate che non esistano dal lato rame dei terminali eccessivamente sporgenti, in quanto se questi arrivassero a toccare il metallo della scatola potrebbero provocare dei cortocircuiti;

3) inserite le viti di fissaggio nei quattro punti del circuito stampato ed avvitate su di esse un dado che funga da comodo distanziatore per evitare che il rame del circuito stampato arrivi a contatto con il metallo della scatola;

4) nel fissare i transistor alle pareti laterali della scatola interponete l'apposita piastrina mica ed infilate pure nella vite la rondella isolante.

Non dimenticate infatti che la parte metallica del transistor è elettricamente collegata al terminale « collettore » quindi non isolandola si otterrebbe un cortocircuito capace di fare fondere i fili di alimentazione o distruggere i contatti del relè.

Prima di fornire tensione è quindi buona norma controllare con un tester il perfetto isolamento di questi transistor;

5) stagnate sulla pista di *massa* posta tra i due transistors un filo di rame da 1,6-1,8 mm di diametro e fissatene l'altra estremità al metallo della scatola tramite un bulloncino;

7) non dimenticate di collegare la bobina del relè all'interruttore S1, in quanto se il relè non risulterà *eccitato*, l'accensione elettronica non potrà funzionare.

QUELLO CHE FORSE POTRESTE CHIEDERCI

I 12 volt di alimentazione necessari per questa accensione verranno prelevati dal filo B+ che nell'accensione normale si collega alla bobina A.T.: bisogna infatti tener presente che togliendo la chiavetta dal cruscotto non dovrà più intervenire tensione al convertitore.

La bobina AT presente sulla nostra automobile non va sostituita in quanto serve egregiamente allo scopo. Se questa dispone di resistenza « ballast » sarà necessario collegare il filo dell'accensione elettronica che andrebbe al B+ della bobina a tale resistenza onde avere la possibilità, passando all'accensione tradizionale, di ritrovare questa resistenza « ballast » inserita in serie (tale resistenza abbasserà leggermente il rendimento dell'accensione elettronica ma in proporzione così limitata da non menomare assolutamente le caratteristiche). Se la vostra autovettura dispone di un contagiri elettronico, potremmo consigliarvi di utilizzare lo schema di fig. 8, cercando sperimentalmente il valore della resistenza R1 (partendo da valori di resistenza sull'ordine dei 100.000 ohm) fino ad ottenere un perfetto e regolare funzionamento del vostro strumento. Nel caso che in accensione tradizionale la vostra automobile funzioni perfettamente mentre con l'accensione elettronica **perda dei colpi**, vi diciamo subito che è bene sostituire la bobina AT perché è senz'altro difettosa: non dobbiamo infatti dimenticare che con l'accensione tradizionale in uscita dalla bobina sono presenti 15-18.000 volt, mentre con l'accensione elettronica tale tensione si aggira sui 50.000 e più volt, quindi una leggera perdita interna viene facilmente accentuata e messa in evidenza.

Nota: Abbiamo notato che le bobine AT della Lucas hanno uno scarso isolamento e quindi consigliamo di sostituirle con una Bosch o una Marelli.

Controllate pure che i fili che dalla bobina giungono alla calotta di distribuzione e da questa alle varie candele siano in perfetto stato poiché diversamente potrebbero scaricare a massa, quindi far perdere al motore qualche colpo. Non sarà male neppure controllare l'integrità della calotta di distribuzione in quanto una piccola incrinatura o la presenza di umidità al suo interno potrebbe facilmente dar luogo a scariche.

Sempre all'interno della calotta bisognerà poi controllare che la spazzola di distribuzione non sfreghi contro i collettori di ottone posti sulle pareti perché se così fosse è conveniente limarla altrimenti, sfregando su questi collettori con il tempo si produrrà della limatura di ottone che per forza centrifuga si depositerà internamente attorno alla calotta ed in queste condizioni la scintilla potrebbe scaricarsi a cerchio bruciando di conseguenza la calotta stessa.

La distanza degli elettrodi delle candele, utilizzando l'accensione elettronica, potrà risultare di circa 0,8 mm: ricordatevi però che le candele, contrariamente a quanto molti suppongono, si *esauriscono*, per cui non è sufficiente, per stabilire la perfetta efficienza di una candela, controllarne l'erosione degli elettrodi, bensì i *chilometri* che essa ha percorso.

Una candela dovrebbe essere sostituita normalmente ogni 15-18.000 Km in quanto dopo tale periodo perde tutte le caratteristiche iniziali, cioè quelle caratteristiche in base alle quali si consiglia la candela di tipo Y per un certo motore, ed una candela ZJ per un altro tipo di motore.

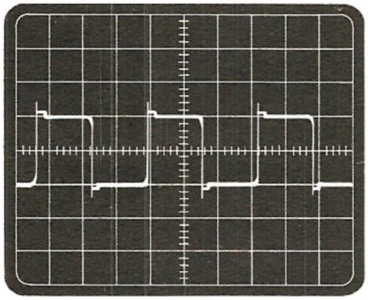


Fig. 9 Se disponete di un oscilloscopio potrete controllare le forme d'onda presenti sui vari stadi. Nella foto l'onda ricavata prelevando il segnale tra collettore e collettore di TR1-TR2.
— Tempo di scansione = 0,1 millisecondi X cm
— Amplificazione verticale = 10 volt X cm

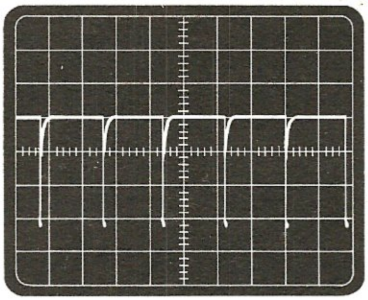


Fig. 10 Forma d'onda presente tra l'anodo dell'SCR e la massa. Per effettuare questa misura occorre utilizzare una sonda riduttrice 1 : 10
— Tempo di scansione = 5 millisecondi X cm
— Amplificazione verticale = 10 volt X cm (con sonda)
— Numero giri motore = 6.000

Non sostituendola dopo aver percorso questo chilometraggio si otterranno quindi le stesse condizioni di funzionamento che si avrebbero applicando sul motore candele con caratteristiche diverse da quelle consigliate dal costruttore. Dobbiamo ancora aggiungere che dopo aver installato l'accensione elettronica è bene ricontrollare la messa in fase del motore, in modo da sfruttarne pienamente le caratteristiche.

Tale controllo deve essere effettuato con il motore ad un certo numero di giri poiché il *contrappeso* dell'anticipo inserito nello spinterogeno potrebbe non anticipare quei gradi che invece sono necessari. Questa operazione potrà essere compiuta da un qualsiasi elettrauto servendosi delle apposite tabelle di anticipo relative ai vari motori di cui ognuno di essi è dotato. Si può comunque tentare anche una « messa in fase casalinga » segnando la posizione attuale dello spinterogeno con punti di colore come riferimento poi, una volta allentatolo, lo si muoverà in un senso o nell'altro fino ad ottenere quel punto in cui su strada si avrà una maggior « ripresa » ed un aumento di velocità a parità di pressione sul pedale dell'acceleratore.

Questa prova però potrà essere eseguita solo da chi ha buon « orecchio » per ascoltare le variazioni di resa del proprio motore.

Se ritenete che la scintilla prodotta dall'accensione sia troppo potente, potrete togliere uno dei due condensatori da 1 mF, ma in questo caso si noterà meno il risparmio di carburante.

Non tentate, come molti hanno fatto in passato, di controllare la tensione presente in uscita dal convertitore con un *comune tester* quando il motore è in moto, in quanto otterreste sempre delle indicazioni errate, cioè potreste rilevare, tanto per fare un esempio, un calo di tensione all'aumentare del numero dei giri quando in realtà questo non è presente.

Il tester infatti in questo caso si comporta come un approssimato contagiri ad azione inversa, cioè all'aumentare del numero dei giri la lancetta dello strumento tenderà a deviare verso lo zero.

Se vi interessa conoscere esattamente il valore di tale tensione fatelo a motore fermo (logicamente con il convertitore alimentato) oppure controllatela in moto ma solo con un oscilloscopio (vedi fig. 10) ed in tal modo potrete constatare come la tensione rimanga costante sui 400-430 volt fino ad un massimo di 15-16.000 giri (condizione questa che potremo raggiungere con il simulatore di puntine presentato sul n. 23).

Se la vostra vettura è a due soli cilindri e dispone di due bobine collegate in serie potrete utilizzare la nostra accensione collegandole come vedesi in fig. 7 cioè lasciandole in serie come se fosse presente una sola bobina.

Se disponete di autoradio *dovrete togliere* dalla bobina AT l'immancabile *condensatore antidisturbo* collegato fra il B+ e la massa in quanto, se lo lasciaste, non solo la corrente che dovrebbe scorrere sul primario della bobina verrebbe scaricata a massa attraverso questo condensatore, ma ben presto esso andrebbe in corto non essendo adatto a sopportare i picchi di tensione forniti dall'accensione elettronica.

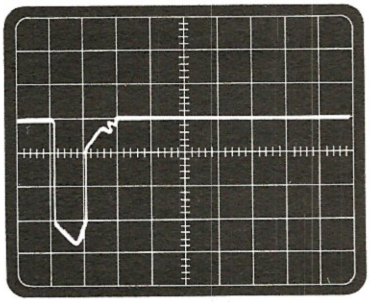


Fig. 11 Forma d'onda presente tra l'anodo dell'SCR e la massa con tempo di scansione inferiore al precedente per poterla meglio analizzare.
— Tempo di scansione = 0,5 millisecondi X cm
— Amplificazione verticale con sonda 1 : 10 = 10 volt X cm
— Numero giri motore = 6.000

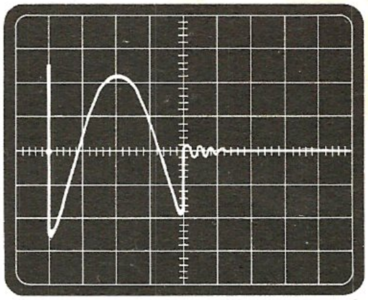


Fig. 12 Forma d'onda presente ai capi della bobina AT (B+ e D) misurata sempre con sonda riduttrice 1 : 10 o con partitore resistivo da 100.000 ohm + 1 megaohm.
— Tempo di scansione = 0,1 millisecondi X cm
— Amplificazione verticale = 10 volt X cm

Se togliendo tale condensatore noterete qualche disturbo all'autoradio, provate a collegare lo stesso condensatore direttamente sul filo d'entrata +12 volt dell'accensione, fissandolo sul contenitore di alluminio di quest'ultima.

Molti lettori in passato ci hanno scritto che per ottenere un maggior risparmio di carburante, hanno diminuito leggermente il diametro dello spruzzatore del carburatore (gicleur), senza per questo notare una diminuzione delle prestazioni della vettura. Vi ricordiamo infine che, oltre ai vantaggi precedentemente accennati, ci siamo dimenticati di elencarne altri due non meno importanti il primo dei quali consiste in una maggior durata delle puntine dello spinterogeno. Con un'accensione tradizionale infatti le puntine sono attraversate da una corrente di circa 3-4 amper, mentre con l'accensione elettronica questa corrente si riduce a soli 300-400 milliamper, quindi se prima era necessario sostituire le puntine ogni anno, in teoria queste ora dovrebbero durare in media 9-10 anni.

Il secondo vantaggio è invece di tipo « ecologico » e consiste nel fatto che bruciando la nostra accensione totalmente la miscela aria-benzina, dal tubo di scappamento non usciranno più gas incombusti capaci di inquinare l'atmosfera.

Questa caratteristica avrà senz'altro, per la maggioranza dei lettori, un interesse marginale poiché chi installa un'accensione lo fa esclusivamente per ottenere dalla propria autovettura un aumento delle prestazioni con un minor consumo di carburante, ma riflettendoci con cura converrete con noi che questa caratteristica non è assolutamente da sottovalutare considerando che buona parte degli alberi delle nostre città sta morendo soffocata dai gas tossici che noi scarichiamo dal tubo di scappamento delle nostre automobili.

COSTO DELL'ACCENSIONE E SUE PARTI STACCATE

Tutta l'accensione elettronica modello sport, completa di circuito stampato, transistor, SCR, i 2 moduli, trasformatore in ferroxcube, relè e relativo zoccolo, condensatori, resistenze, miche, rondelle isolanti, diodi ad alta velocità di commutazione, più un contenitore a tenuta stagna in alluminio fuso . . . L. 29.000

Le parti essenziali staccate si possono reperire ai seguenti prezzi:

Il solo circuito stampato LX200 in fibra di vetro . . . . L. 4.200

Il trasformatore in ferroxcube . . . . L. 5.000

Nota: a chi dispone della precedente accensione catodica può non interessargli l'acquisto né del trasformatore in ferroxcube, né dei due transistor utili per il convertitore, né del contenitore metallico. possiamo perciò inviare il rimanente.

24

ACEI - v.le E. Martini 9 - tel. (02) 5392378 / via Avezzana 1 - tel. (02) 5390335 — 20139 MILANO

gia Ditta FACE

segue pag. 157

SEMICONDUTTORI

BD158	600
BD159	600
BD160	1.600
BD162	630
BD163	650
BD175	600
BD176	600
BD177	600
BD178	600
BD179	600
BD180	600
BD215	1.000
BD216	1.100
BD221	600
BD224	600
BD232	600
BD233	600
BD234	600
BD235	600
BD236	600
BD237	600
BD238	600
BD239	800
BD240	800
BD273	800
BD274	800
BD281	700
BD282	700
BD375	700
BD378	700
BD433	800
BD434	800
BD437	600
BD461	700
BD462	700
BD663	800
BDY19	1.000
BDY20	1.000
BDY38	1.300
BF110	400
BF115	300
BF117	400
BF118	400
BF119	400
BF120	400
BF123	220
BF139	450
BF152	250
BF154	260
BF155	450
BF156	500
BF157	500
BF158	320
BF159	320
BF160	220
BF161	400
BF162	230
BF163	230
BF164	230
BF166	450
BF167	350
BF169	350
BF173	350
BF174	400
BF176	240
BF177	350
BF178	350
BF179	450
BF180	550
BF181	550
BF182	600
BF184	350
BF185	350
BF186	350
BF194	220
BF195	220
BF196	220
BF197	230
BF198	250
BF199	250
BF200	500
BF207	330
BF208	350
BF222	300

BF232	450
BF233	250
BF234	250
BF235	250
BF236	250
BF237	250
BF238	250
BF241	250
BF242	250
BF251	350
BF254	260
BF257	400
BF258	450
BF259	500
BF261	450
BF271	400
BF272	500
BF273	350
BF274	350
BF302	350
BF303	350
BF304	350
BF305	400
BF311	300
BF332	300
BF333	300
BF344	350
BF345	350
BF394	350
BF395	350
BF456	450
BF457	500
BF458	500
BF459	500
BFY46	500
BFY50	500
BFY51	500
BFY52	500
BFY56	500
BFY57	500
BFY64	500
BFY74	500
BFY90	1.200
BFW10	1.400
BFW11	1.400
BFW16	1.500
BFW30	1.400
BFX17	1.200
BFX34	450
BFX38	600
BFX39	600
BFX40	600
BFX41	600
BFX84	800
BFX89	1.100
BSX24	300
BSX26	300
BSX45	600
BSX46	600
BSX50	600
BSX51	300
BU100	1.500
BU102	2.000
BU104	2.000
BU105	4.000
BU106	2.000
BU107	2.000
BU109	2.000
BU111	1.800
BU114	1.800
BU120	2.000
BU122	1.800
BU125	1.100
BU126	2.000
BU128	2.000
BU133	2200
BUY13	4.000
BUY14	1.200
BUY43	900
BUY46	900
BUY48	1.200
OC44	400
OC45	400
OC70	220

OC71	220
OC72	220
OC74	240
OC75	220
OC76	220
OC169	350
OC170	350
OC171	350
SFT206	350
SFT214	1.000
SFT239	650
SFT241	350
SFT266	1.300
SFT268	1.400
SFT307	220
SFT308	220
SFT316	220
SFT320	220
SFT322	220
SFT323	220
SFT325	220
SFT337	240
SFT351	220
SFT352	220
SFT353	220
SFT367	300
SFT373	250
SFT377	250
2N174	2.200
2N396	300
2N398	330
2N409	400
2N411	900
2N456	900
2N482	250
2N483	230
2N526	300
2N554	800
2N696	400
2N697	400
2N699	500
2N706	280
2N707	400
2N708	300
2N709	500
2N711	500
2N914	280
2N918	350
2N929	320
2N930	320
2N1038	750
2N4100	5.000
2N1226	350
2N1304	400
2N1305	400
2N1307	450
2N1308	450
2N1338	1.200
2N1565	400
2N1566	450
2N1613	300
2N1711	320
2N1890	500
2N1893	500
2N1924	500
2N1925	450
2N1983	450
2N1986	450
2N1987	450
2N2048	500
2N2160	2.000
2N2188	500
2N2218	400
2N2219	400
2N2222	300
2N2284	380
2N2904	320
2N2905	360
2N2906	250
2N2907	300
2N2955	1.500
2N3019	500
2N3020	500
2N3053	600

2N3054	900
2N3055	900
2N3061	500
2N3232	1.000
2N3300	600
2N3375	5.800
2N3391	220
2N3442	2.700
2N3502	400
2N3702	250
2N3703	250
2N3705	250
2N3713	2.200
2N3731	2.000
2N3741	600
2N3771	2.400
2N3772	2.600
2N3773	4.000
2N3790	4.000
2N3792	4.000
2N3855	240
2N3866	1.300
2N3925	5.100
2N4001	500
2N4031	500
2N4033	500
2N4134	450
2N4231	800
2N4241	700
2N4347	3.000
2N4348	3.200
2N4404	600
2N4427	1.300
2N4428	3.800
2N4429	8.000
2N4441	1.200
2N4443	1.600
2N4444	2.200
2N4904	1.300
2N4912	1.000
2N4924	1.300
2N5016	16.000
2N5131	330
2N5132	330
2N5177	14.000
2N5320	650
2N5321	650
2N5322	650
2N5323	700
2N5589	13.000
2N5590	13.000
2N5649	9.000
2N5703	16.000
2N5764	15.000
2N5858	300
2N6122	700
MJ3403	640
MJE3030	1.800
MJE3055	900
MJE3771	2.200
TIP3055	1.000
TIP31	800
TIP32	800
TIP33	800
TIP34	900
TIP44	900
TIP45	900
40260	1.000
40261	1.000
40262	1.000
40290	3.000
PT1017	1000
PT2014	1100
PT4544	11.000
PT5649	16.000
PT8710	16.000
PT8720	13.000
B12/12	9.000
B25/12	16.000
B40/12	23.000
B50/12	28.000
C3/12	7.000
C12/12	14.000

ZENER

TIPO	LIRE
da 400 mW	220
da 1 W	300
da 4 W	600
da 10 W	1.100

TRIAC

1 A 400 V	800
4,5 A 400 V	1.500
6,5 A 400 V	1.500
6 A 600 V	1.800
10 A 400 V	1.600
10 A 500 V	1.800
10 A 600 V	2.200
15 A 400 V	3.100
15 A 600 V	3.600
25 A 400 V	14.000
25 A 600 V	15.500
40 A 400 V	34.000
40 A 600 V	39.000
100 A 600 V	55.000
100 A 800 V	60.000
100 A 1000 V	68.000

SCR

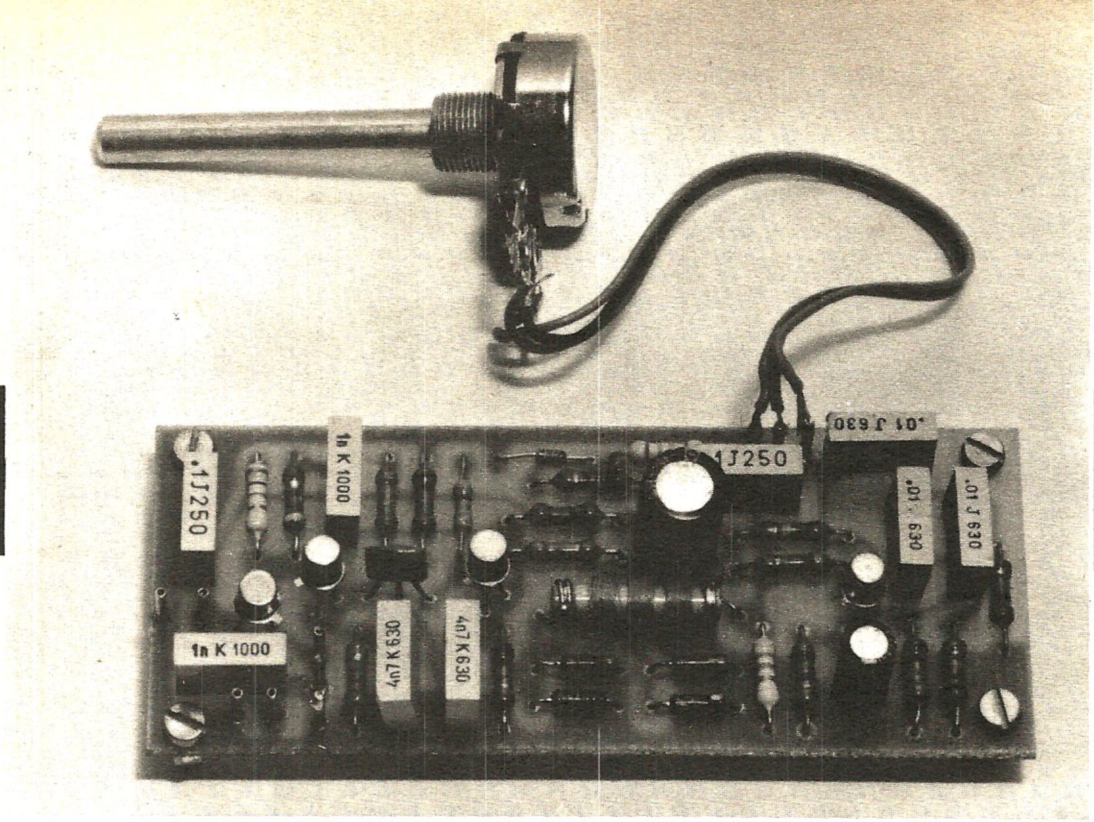
1 A 100 V	500
1,5 A 100 V	600
1,5 A 200 V	700
2,2 A 200 V	850
3,3 A 400 V	950
8 A 100 V	950
8 A 200 V	1.050
8 A 300 V	1.200
6,5 A 400 V	1.400
8 A 400 V	1.500
6,5 A 600 V	1.600
8 A 600 V	1.800
10 A 400 V	1.700
10 A 600 V	1.900
10 A 800 V	2.500
25 A 400 V	4.800
25 A 600 V	6.300
35 A 600 V	7.000
50 A 500 V	9.000
90 A 600 V	29.000
120 A 600 V	46.000
240 A 1000 V	64.000
340 A 400 V	54.000
340 A 600 V	65.000

DIAC

da 400 V	400
da 500 V	500

INTEGRATI

CA3018	1.700
CA3045	1.500
CA3065	1.700
CA3048	4.500
CA3052	4.500
CA3085	3.200
CA3090	3.500
L129	1.600
L130	1.600
L131	1.600
μA702	1.400
μA703	850
μA709	700
μA711	1.200
μA723	1.000
μA741	850
μA747	2.000
μA748	900
μA7824	1.700
SG555	1.300
SG556	1.600
SN7400	320
SN7401	500
SN7402	320
SN7470	1000
SN7472	900
SN74195	2000
SN74196	2300
SN74H00	600
SN74H02	600



La mancanza di un generatore in FM all'interno di un laboratorio può a volte significare un aumento del tempo necessario per le riparazioni se non addirittura pregiudicare le riparazioni stesse, in quanto non potendo controllare la taratura delle MF, si preferisce non toccarle per non correre il rischio di stararle.

Poiché la realizzazione di un tale oscillatore, come vedrete, non è certo complessa, anzi diremmo facilissima, e poiché il costo del materiale abbastanza basso da non crearvi alcun problema finanziario, vi consigliamo quindi di sperimentare il nostro circuito il quale, anche se non può ovviamente essere definito uno schema professionale, è tuttavia in grado di fornirvi le stesse prestazioni di un apparato commerciale.

A chi poi si preoccupa di come tarare la frequenza in uscita esattamente sui 10,7 MHz in quanto non possiede una strumentazione idonea per questo scopo, diremo subito che questo non è assolutamente un problema in quanto lo stadio di AF è pilotato da un filtro « ceramico » già tarato per tale frequenza, quindi il segnale che otterremo in uscita potrà essere solo ed esclusivamente di 10,7 MHz.

SCHEMA ELETTRICO

In fig. 1 è visibile lo schema elettrico di questo generatore AF. Come si potrà notare non esistono bobine né circuiti accordati ma semplicemente un filtro ceramico, indicato con la sigla FC1, un filtro che normalmente viene impiegato come filtro di MF sui ricevitori e che noi invece abbiamo sfruttato come *quarzo* per generare una frequenza pari esattamente a 10,7 MHz.

Come si può constatare lo stadio oscillatore è composto dai due tansistor TR2-TR3 collegati in modo da generare un segnale sinusoidale della frequenza voluta.

Sul collettore di TR3 è quindi già disponibile il segnale di AF ma per poterlo prelevare senza caricare l'oscillatore, si è reso necessario interporre fra tale transistor e l'uscita uno stadio disaccoppiatore adattatore d'impedenza costituito dal transistor TR4 il quale non amplifica il segnale, ma provvede soltanto a ripresentarlo sul suo emettitore ad una impedenza più bassa.

Dall'emettitore di TR4 il segnale verrà poi prelevato con l'ampiezza desiderata tramite il potenziometro R20 e dal cursore di quest'ultimo trasferito in uscita.

Per modulare in frequenza questo segnale si è poi resa indispensabile la presenza di un altro stadio e precisamente dello stadio costituito dal transistor TR1 il quale funge da oscillatore di BF.

Con le capacità indicate per C2-C3-C4 e con i valori di resistenza scelti per R3-R4, il segnale sinusoidale da esso generato ha una frequenza di circa 500-600 Hz e viene utilizzato, prelevandolo tramite il potenziometro R7, per pilotare i quat-

Effettuare la taratura di una MF a 10,7 MHz del tipo montato sui ricevitori FM è assolutamente impossibile se non si possiede un generatore modulato in frequenza. Per evitarvi di acquistare uno strumento altamente costoso e di scarso impiego vi proponiamo quindi questo semplice generatore che assolverà con meno spesa e forse con più precisione lo stesso compito di un generatore commerciale.

OSCILLATORE AF a 10,7 MHz in FM

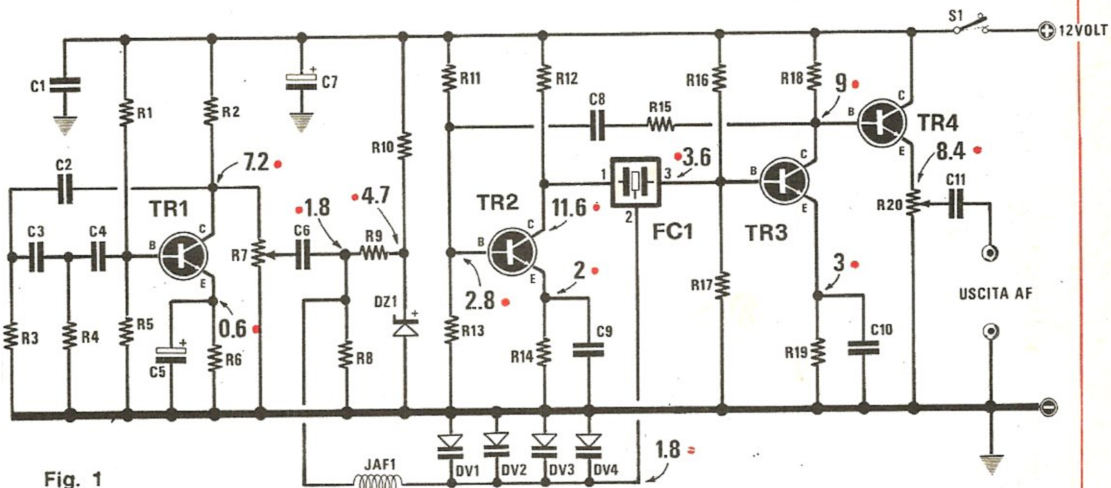
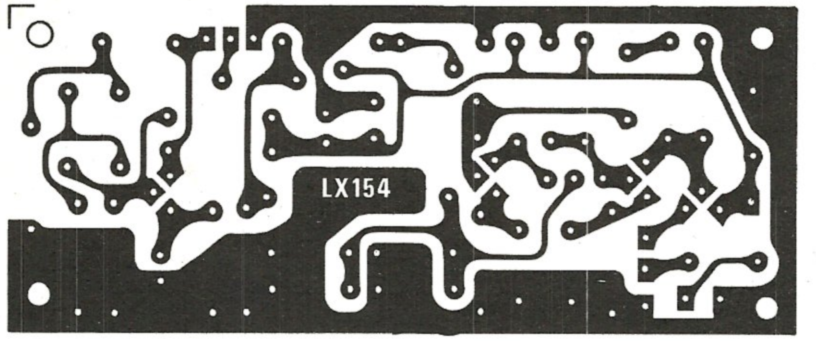


Fig. 1

R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 4.700 ohm 1/4 watt
R3 = 10.000 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
R6 = 560 ohm 1/4 watt
R7 = 100.000 ohm potenz. Lin.
R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
R9 = 68.000 ohm 1/4 watt
R10 = 1.800 ohm 1/4 watt
R11 = 33.000 ohm 1/4 watt
R12 = 330 ohm 1/4 watt
R13 = 10.000 ohm 1/4 watt
R14 = 1.000 ohm 1/4 watt
R15 = 820 ohm 1/4 watt
R16 = 33.000 ohm 1/4 watt
R17 = 10.000 ohm 1/4 watt
R18 = 100 ohm 1/4 watt
R19 = 1.000 ohm 1/4 watt
R20 = 1.000 ohm potenz. lin.

C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 10.000 pF poliestere
C5 = 22 mF 16/25 volt elettr.
C6 = 100.000 pF poliestere
C7 = 100 mF 16/25 volt elettr.
C8 = 1.000 pF ceramico o poliestere
C9 = 4.700 pF poliestere
C10 = 4.700 pF poliestere
C11 = 1.000 pF ceramico o poliestere
JAF1 = impedenza AF da 1 mH (555)
DZ1 = zener 4,7 volt 1/4 watt
DV1 a DV4 = diodi varicap BA102
FC1 = filtro ceramico a 10,7 MHz
TR1 = BC107
TR2 = BSX26
TR3 = BSX26
TR4 = BSX26
S1 = interruttore di alimentazione



Circuito stampato a grandezza naturale necessario per la realizzazione di questo oscillatore in FM.

tro diodi varicap DV1-DV2-DV3-DV4 che, come potrete constatare, sono posti in serie al terminale 2 del filtro ceramico FC1.

La sinusoide di bassa frequenza, modificando la capacità dei diodi varicap, modificherà quindi inevitabilmente anche la frequenza di risonanza del filtro a quarzo, cioè modulerà in frequenza il segnale in uscita.

Infatti se avessimo desiderato un segnale di AF a 10,7 MHz non modulato in frequenza, avremmo dovuto collegare a massa il terminale 2 di FC1 e non porlo in serie ai diodi varicap come invece abbiamo fatto. In ogni caso resta comunque la possibilità, agendo sul potenziometro R7, di aumentare la variazione di frequenza (cioè aumentare l'indice di modulazione) oppure di diminuirla ottenendo, al limite, un segnale di AF non modulato se ruoteremo tale cursore completamente verso massa. Il diodo zener DZ1 che troviamo applicato fra un estremo della resistenza R10 e la massa, serve per eccitare con una debole tensione i quattro diodi varicap in modo da poter ottenere una modulazione simmetrica (cioè una deviazione positiva ed una deviazione negativa di frequenza uguali fra di loro).

Le caratteristiche principali di questo oscillatore sono le seguenti:

Alimentazione: 12 volt (min 9 volt max 15 volt)
Corrente Assorbita: 26 mA a 12 volt
Frequenza generata: 10,7 MHz
Massima deviazione di frequenza: 5-10 KHz. circa
Massimo segnale AF in uscita: 2 volt picco-picco
Frequenza di modulazione: 500-600 Hz

REALIZZAZIONE PRATICA

Sul circuito stampato LX154 visibile a grandezza naturale in fig. 2 monteremo tutti i componenti seguendo le indicazioni fornite dalla serigrafia e dallo schema pratico di fig. 3.

Il montaggio non è critico: occorre solamente rispettare le polarità dei diodi varicap, quella del diodo zener e logicamente le connessioni dei transistor.

Anche per il filtro ceramico FC1 non esistono problemi in quanto sul suo involucro risultano ben visibili i numeri 1-2-3 relativi a ciascun terminale, oppure è presente su un lato un punto « colorato » quindi nell'inserirlo dovremo solo rispettare tale indicazione. I due potenziometri, quello relativo alla modulazione (R7) e quello che regola l'ampiezza del segnale AF (R20), vanno collocati al di fuori del circuito stampato eseguendo il collegamento con filo normale isolato in plastica e solo essendo estremamente « pignoli » si potrà utilizzare, per le connessioni di R7, del cavetto schermato.

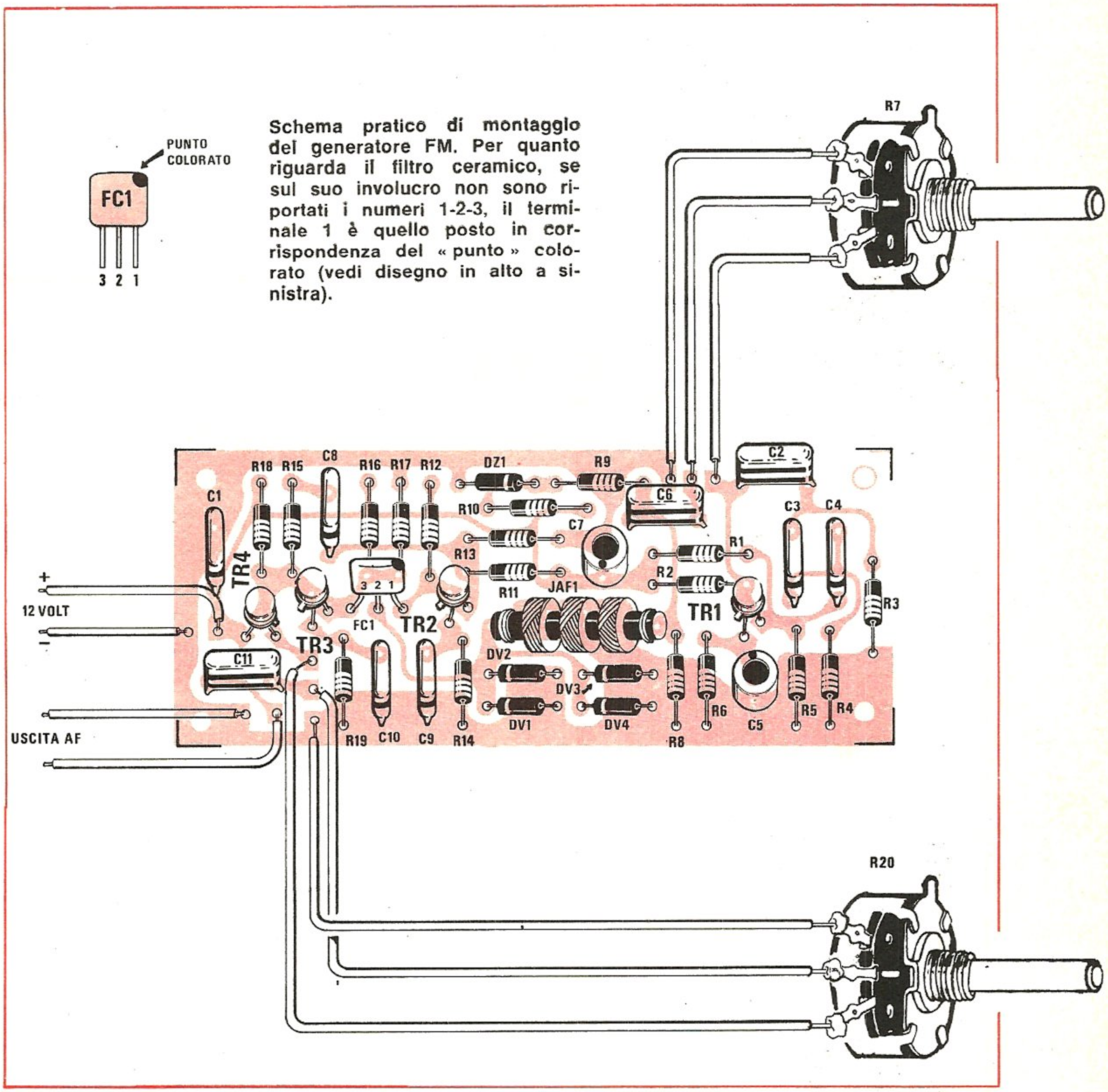
Terminato il montaggio il circuito dovrà funzionare immediatamente. Qualche problema potrebbe presentarsi solo se non acquisterete i filtri da noi consigliati, cioè della CFS, in quanto durante le prove di collaudo, si è constatato che adottando altri filtri ceramici, quali ad esempio i Murata, con i soli 4 diodi varicap da noi adottati, l'oscillatore di AF smetteva in certe condizioni di funzionare, in particolare modo se la tensione di alimentazione scendeva sotto ai 10 volt.

Se vi troverete in queste condizioni, per riportare il circuito al perfetto funzionamento, dovrete aumentare il numero di tali diodi varicap da 4 a 6 o ancor più semplicemente applicare in parallelo ad essi un piccolo condensatore a disco in ceramica da 6-10 pF circa. Riteniamo utile riportare questa nota per assicurare tutti i nostri lettori che tutti i circuiti dal più semplice al più complesso vengono sempre montati in diversi esemplari provando e riprovando condizioni diverse per appurare tutti gli inconvenienti che po-

trebbero insorgere nel caso in cui il circuito venisse realizzato non a regola d'arte o con materiale di recupero. Lo dimostra il fatto che se per questo progetto ci fossimo fidati delle caratteristiche ricavate dal primo prototipo, non avremmo potuto rilevare che filtri di marca diversa potrebbero impedire all'oscillatore AF di funzionare, né spiegarvi quale soluzione adottare per portare questo schema al funzionamento anche in tali circostanze.

È più facile, nel nostro caso, che sfugga un errore a chi ha il compito di disegnare lo schema o al tipografo che nel ricopiare i valori di ciascun componente può talvolta dimenticarsi uno zero oppure inserirne uno in più di quelli necessari.

Anche le tensioni che noi riportiamo (misurate con un voltmetro elettronico) risultano sempre utili per diagnosticare un'eventuale anomalia dovuta a errori di montaggio o a qualche componente difettoso. Terminata la realizzazione e constatato il perfetto funzionamento di questo oscillatore consigliamo di racchiudere il tutto entro un mobiletto metallico completandolo, se lo riterrete opportuno, di un proprio alimentatore sta-



Schema pratico di montaggio del generatore FM. Per quanto riguarda il filtro ceramico, se sul suo involucro non sono riportati i numeri 1-2-3, il terminale 1 è quello posto in corrispondenza del « punto » colorato (vedi disegno in alto a sinistra).

bilizzato (ne abbiamo già pubblicato diversi da 12 volt, vedi ad esempio quello con l'integrato uA7812 sul n. 35-36 indicato con la sigla LX92).

Per prelevare il segnale di AF consigliamo di utilizzare un bocchettone BNC collegandogli un cavetto coassiale da 52-75 ohm per TV. È invece sconsigliabile, anche se potrebbe funzionare egualmente, non racchiudere l'oscillatore entro una scatola metallica in quanto il filtro ceramico è piuttosto sensibile alle variazioni di temperatura quindi tenerlo aperto sotto la luce di una lampada ad incandescenza o in prossimità di una sorgente di forte calore (ad esempio il saldatore) potrebbe significare una variazione della frequenza generata di 2-3 KHz, cioè ottenere ad esempio una frequenza di 10,698 MHz, anziché esattamente 10,7 MHz, una tolleranza questa che può essere comunque accettabile in quanto sempre inferiore a quella tipica di un oscillatore FM dove un leggero spostamento della manopola di sintonia può portare a differenze anche maggiori, in quanto essendo questi oscillatori « variabili », tendono facilmente a « slittare » in frequenza, difetto questo che invece non si presenta col nostro oscillatore pilotato da un filtro ceramico.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX154 in fibra di vetro	L. 1.100
Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, transistor, zener, diodi varicap, filtro ceramico impedenza AF	L. 6.500
Spese postali (pagamento anticipato) .	L. 1.000
Spese postali (pagamento contrassegno)	L. 1.500

Manifestazione patrocinata da:

- E. A. FIERE DI VERONA
- ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

ORGANIZZAZIONE

SEZ. DI VERONA

II Mostra Mercato

ELETTRONICA E RADIANTISTICA
3-4 APRILE 1976

Salone HI - FI

COMPLESSI e ACCESSORI PER ALTA FEDELTÀ
3-4-5 APRILE 1976

VERONA - QUARTIERE FIERISTICO

Orario delle mostre: dalle 8,30 alle 12,30 e dalle 14,30 alle 19,30

Servizi nei padiglioni della fiera:

- Segreteria
- Telefono
- Ristorante
- Tavola calda
- Self Service
- Bar
- Custodia materiali
- Guardaroba
- Posteggio auto espositori, entro il recinto fieristico
- Posteggio auto visitatori nel piazzale della Fiera con 2000 posti auto
- Vigilanza diurna e notturna nei padiglioni della Mostra e all'ingresso

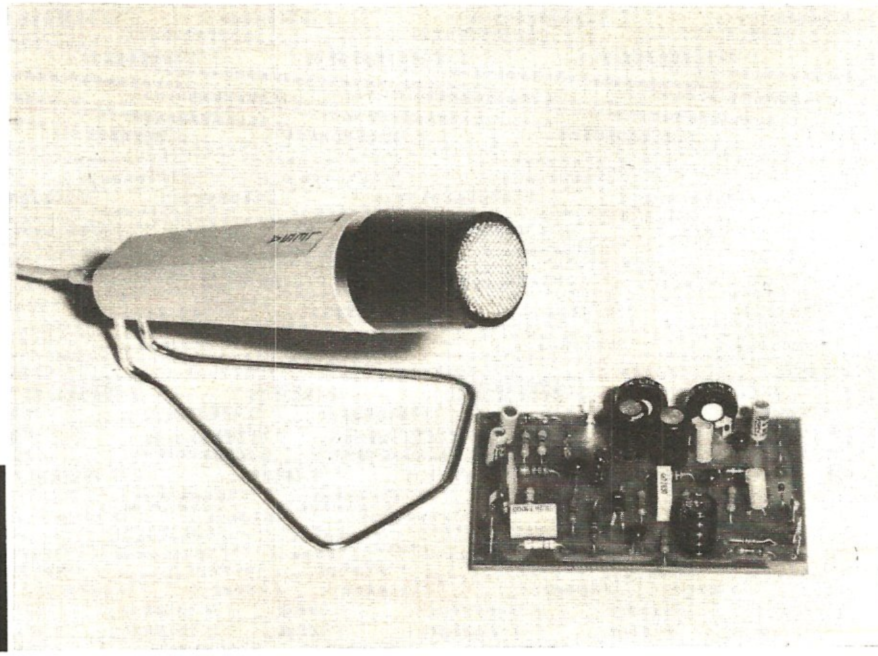
Manifestazioni:

- **Internazionale** Radiantistica « Let's save Venice - Salviamo Venezia »
- **Convegno Internazionale Regione 1**
- Convegno del Comitato di Coordinamento VHF - UHF - FM.

La disponibilità dei citati Servizi, facilitando la permanenza in Fiera, consente di prolungare la visita per tutta la giornata utilizzando un solo biglietto d'ingresso.

ARI - C. P. 400 - VERONA

UN



Questo è il secondo compressore che presentiamo ai nostri lettori: il primo, come ricorderete, è apparso sul n. 35-36 di Nuova Elettronica ed anche se esso svolgeva in modo più che accettabile le sue funzioni, non tutti ne sono rimasti entusiasti.

Alcuni lettori infatti lamentavano una bassa sensibilità mentre altri avrebbero preferito che lo strumentino, anziché indicare il tasso di compressione, indicasse il livello del segnale BF in uscita. Per quanto riguarda la bassa sensibilità occorre precisare che tale compressore era stato progettato in funzione della resa di un microfono di media o ottima qualità pertanto, utilizzando un tipo di microfono a bassa resa, è ovvio che il segnale in ingresso poteva risultare insufficiente a portare il circuito nelle migliori condizioni di lavoro.

Constatando quindi che la maggioranza dei lettori dispone di microfoni il cui costo non è certo tale da pretendere che essi risultino di ottima qualità e ad alta resa, è ovvio che abbiamo dovuto ridimensionare tutto il circuito. Per quanto riguarda invece lo strumento indicatore è umanamente comprensibile che le idee o preferenze del progettista non possono sempre collimare con quelle di chi utilizzerà in pratica il circuito per cui, in genere, si sceglie la soluzione che sembra migliore.

In definitiva, cosa desidera il lettore?

Dalle lettere piovute numerose sulla nostra redazione abbiamo dedotto che la maggioranza



vuole un compressore ad alta sensibilità in modo da poter utilizzare i microfoni di cui dispone che se hanno il difetto di una bassa resa, hanno come contropartita il pregio di costare poco, vuole che lo strumento indicatore non serva per misurare il livello di compressione bensì il livello del segnale BF in uscita, non solo, ma che lo strumento fornisca un'indicazione percepibile anche con deboli segnali, in quanto vedere la lancetta oscillare seguendo le variazioni di livello del suono crea sempre una piacevole sensazione nell'utilizzatore.

Per venire incontro a queste richieste abbiamo già indicato sul n. 37 come aumentare la sensibilità del compressore, ma se questa poteva risultare una soluzione per il lettore che aveva realizzato il progetto, per noi non era tecnicamente accettabile, quindi ci siamo messi subito al lavoro per sperimentare un nuovo tipo di circuito,

magari più complesso, ma che fosse in grado di soddisfare le esigenze di chi ci scriveva. Ben presto è stato approntato un prototipo ma, come spesso accade in elettronica o in qualsiasi altro ambiente in cui si progetti qualche cosa, quando sul banco di lavoro ci si ritrova con il tutto già terminato e collaudato, all'ingegnere del banco appresso, intento a ben altro progetto, viene la tentazione di proporre una sua idea teorica, idea che in pratica si rivela spesso un fiasco deludente, ma che talvolta si dimostra anche azzeccata.

Una di queste « idee geniali » riguarda appunto me dimostra il fatto che in nessun compressore industriale si è mai adottato un transistor, quindi è ovvio che quest'ultimo avrà i suoi difetti.

Comunque l'idea porta sempre a tentare una prova, forse più per contraddire il collega che ha proposto tale soluzione, che non per sperimentarne l'efficacia. Questa prova però, al contrario di quanto supponeva chi l'ha effettuata, ha confermato che qualsiasi transistor NPN al silicio può funzionare da resistenza dinamica con una variazione da un massimo di circa 5 megaohm ad un minimo di 100 ohm e anche meno, purché la sua corrente di base si aggiri sui 100 microamper

COMPRESSORE ad elevata SENSIBILITÀ

Se si vuole impiegare un microfono di basso costo e quindi anche di bassa resa, del tipo normalmente fornito in dotazione ai ricetrasmettitori e ai registratori a musicassette, con un compressore, è necessario che quest'ultimo sia dotato di elevata sensibilità. Lo schema che vi presentiamo è stato appunto studiato per poter dotare il vostro amplificatore di un compressore di dinamica senza per questo dover acquistare un microfono di alta qualità.

le caratteristiche tensione-corrente dei fet nella regione pinc-off, i quali, come tutti saprete, fanno sì che questo semiconduttore possa essere assimilato ad una resistenza variabile il cui valore può essere controllato tramite la tensione applicata fra gate e source, caratteristica questa che viene prevalentemente sfruttata per la realizzazione di compressori dinamici.

Orbene quando il nuovo prototipo aveva ormai superato tutti i collaudi e stava per essere pubblicato sulla rivista, a qualcuno è venuto in mente di chiedersi se la proprietà sopra enunciata è una caratteristica esclusiva dei fet oppure se la si riscontra anche sui transistor e, in ogni caso, perché nessuno ha mai tentato di utilizzare un transistor come resistenza variabile.

Immediatamente a tale « sapientone » è stato risposto che solo il fet dispone di tale proprietà come dimostra ... ed il segnale applicato in ingresso non superi i 10 millivolt.

Se infatti si supera tale valore, il transistor passa in un regime simile alla saturazione, per di più asimmetrico per le semionde positive e negative.

Quindi, per impiegare un transistor come resistenza dinamica, è necessario progettare il circuito in modo che il segnale da applicare alla base non superi mai i 5 millivolt, cioè si mantenga sempre abbondantemente al di sotto del limite oltre il quale il transistor potrebbe passare in saturazione.

Lo schema che vi proponiamo utilizza appunto un transistor come resistenza dinamica e, oltre a risultare molto più semplice e meno critico del precedente, presenta caratteristiche veramente eccezionali, sia come stabilità che come tasso di compressione non solo, ma in uscita, come desi-

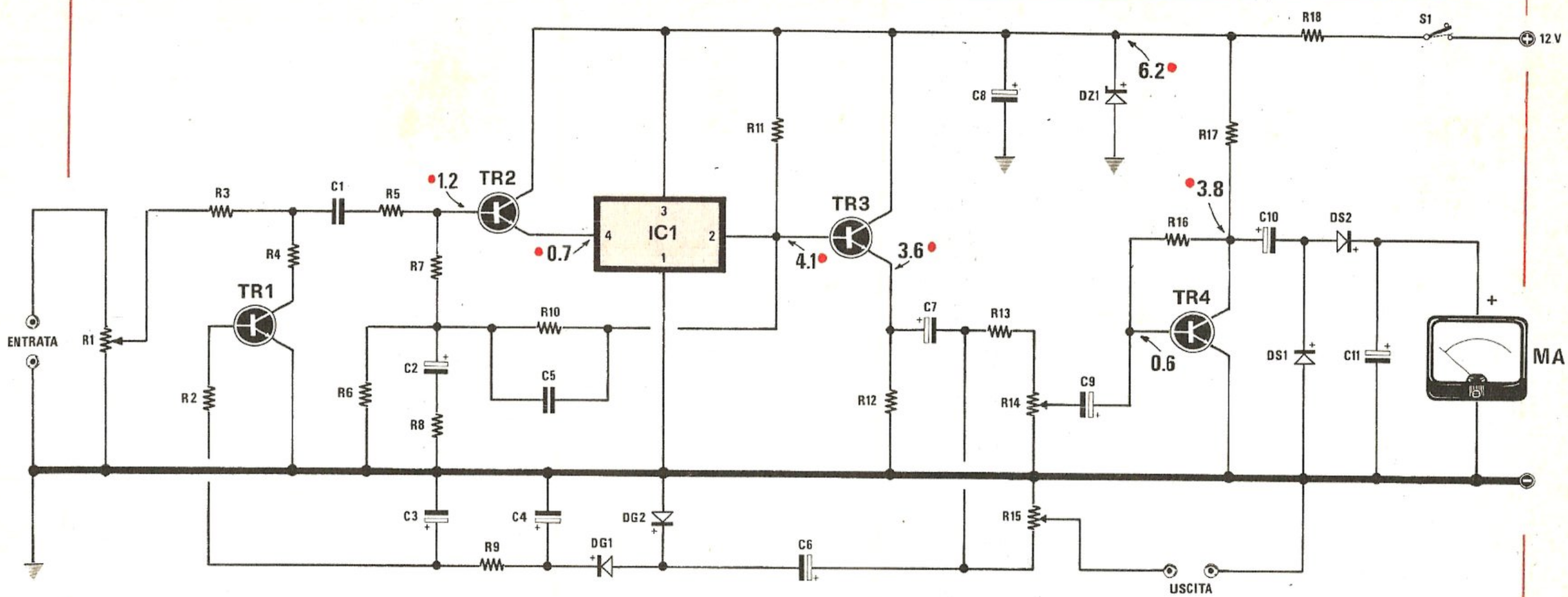


Fig. 1 Schema elettrico.

R1 = 47.000 ohm trimmer
R2 = 100 ohm 1/4 watt
R3 = 330.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
R5 = 100.000 ohm 1/4 watt
R6 = 15.000 ohm 1/4 watt
R7 = 820.000 ohm 1/4 watt
R8 = 47 ohm 1/4 watt
R9 = 470 ohm 1/4 watt
R10 = 33.000 ohm 1/4 watt
R11 = 5.600 ohm 1/4 watt
R12 = 1.800 ohm 1/4 watt
R13 = 4.700 ohm 1/4 watt
R14 = 5.000 ohm trimmer
R15 = 5.000 ohm trimmer
R16 = 1 megaohm 1/4 watt
R17 = 3.300 ohm 1/4 watt
R18 = 120 ohm 1/2 watt
C1 = 2.200 pF poliestere
C2 = 1 mF elettr. 16/25 volt
C3 = 10 mF elettr. 16/25 volt
C4 = 10 mF elettr. 16/25 volt
C5 = 4.700 pF poliestere o ceramico
C6 = 47 mF elettr. 16/25 volt
C7 = 47 mF elettr. 16/25 volt
C8 = 100 mF elettr. 16/25 volt
C9 = 10 mF elettr. 16/25 volt
C10 = 10 mF elettr. 16/25 volt
C11 = 10 mF elettr. 16/25 volt
DG1 = diodo germanio OA95 o similare
DG2 = diodo germanio OA95 o similare
DS1 = diodo silicio IN4148 - FDH900
DS2 = diodo silicio IN4148 - FDH900
DZ1 = diodo zener 6,2 volt 1/2 watt
TR1-TR2-TR3-TR4 = BC209 tipo C
IC1 = integrato MFC4010
S1 = interruttore di alimentazione
MA = strumento da 250 o 500 microamper

derato, è presente uno strumento che indica il livello del segnale amplificato e non quello della compressione.

Tale circuito potrà essere impiegato per la modulazione nei trasmettitori, per la registrazione ed in tutti quei casi in cui è necessario che il segnale BF non superi un determinato livello per non saturare o sovramodulare.

Prima di presentarvi lo schema elettrico riteniamo comunque opportuno riportare una tabella di misure effettuate sui nostri prototipi riguardo l'ampiezza del segnale d'uscita in funzione di quello d'ingresso.

Tali valori sono un « media » di quelli rilevati sui vari prototipi, quindi possono facilmente variare di un 5% in più o in meno da montaggio a montaggio per le inevitabili tolleranze dei componenti. Facciamo presente inoltre che questi dati si riferiscono ad una frequenza base di *1.000 Hz* e che abbiamo ritenuto opportuno riportare ogni misura sia in *millivolt picco-picco* che in *millivolt efficaci* affinché il lettore possa senza alcun calcolo conoscere i due valori.

Segnale in ingresso		Segnale in uscita	
mV picco-picco	mV efficaci	mV picco-picco	mV efficaci
1	0,35	250	88
2	0,71	580	205 inizio compress.
5	1,77	600	212
10	3,54	600	212
20	7,07	600	212
30	10,61	600	212
40	14,14	600	212
50	17,68	620	219
100	35,36	650	230
150	53,04	700	248
200	70,72	780	276
300	106,08	800	283
500	176,8	820	290
700	248	900	318 limite max compress.
800	283	950	336
1.000 (1 volt)	354	in saturaz.	

In pratica il circuito inizia a comprimere quando il segnale in entrata ha un'ampiezza di circa 2-2,5 millivolt e fornisce in uscita (finché non si superano i 50 millivolt picco-picco in ingresso), un segnale di circa 600 millivolt picco-picco.

Da 60 a 300 millivolt in ingresso la compressione è ancora eccellente, riuscendo a mantenere il segnale in uscita ad un livello non superiore agli 800 millivolt, mentre il livello massimo consentito per il segnale in ingresso si aggira in media sui 600-700 millivolt picco-picco in quanto superando gli 800 millivolt il compressore si porta in regime di saturazione.

Altre caratteristiche che potrebbero interessare il lettore sono le seguenti:

— tensione di alimentazione = 12-15 volt
— corrente assorbita = circa 45 mA
— tempo di risposta = 15 millisecondi
— campo di frequenza = lineare da 50 a 30.000 Hz
— possibilità di modificare la risposta in frequenza modificando il valore di 3 soli condensatori
— max segnale in uscita medio = 220-250 mV efficaci; pari a 700-800 mV picco-picco.

SCHEMA ELETTRICO

Osservando lo schema elettrico di fig. 1 si noterà che sull'entrata (dove andrà applicato il microfono) è subito presente il trimmer R1 utile per regolare l'ampiezza del segnale in modo che utilizzando qualsiasi tipo di microfono, sia di bassa che di alta sensibilità, non si superino mai i 500 millivolt picco-picco che potrebbero far saturare il compressore.

Dal cursore di tale trimmer il segnale, attraverso la resistenza R3, giungerà alla base del transistor TR2 per subire una prima amplificazione. Prima di parlare di questo transistor occorre comunque premettere che la resistenza R3 fa parte del partitore dinamico costituito da R4 e dalla resistenza « variabile » presentata fra collettore ed emettitore dal transistor TR1, quindi minore risulterà la resistenza di TR1, minore sarà l'ampiezza del segnale che raggiungerà la base del transistor preamplificatore TR2.

Considerato infatti che la R1 risulta di 330.000 ohm, supponendo che la resistenza di TR1 assuma un valore di 110.000 ohm, il segnale verrà già ridotto ad 1/4 della sua ampiezza, mentre se la resistenza di TR1 risulterà, ad esempio, di 18.000 ohm, il segnale che giungerà sulla base di TR2 sarà circa 1/20 di quello presente sul cursore del trimmer R1.

Quindi lo stadio principale di questo compressore è appunto costituito dal transistor TR1 collegato col collettore ad un estremo della resistenza R3, con l'emettitore a massa e con la base ad un circuito di polarizzazione che fornisce una tensione proporzionale al segnale disponibile in uscita dal preamplificatore.

Il segnale regolato in ampiezza da TR1, tramite il condensatore C1, raggiungerà poi lo stadio preamplificatore, costituito dal transistor TR2, dall'integrato MFC4010 e da TR3.

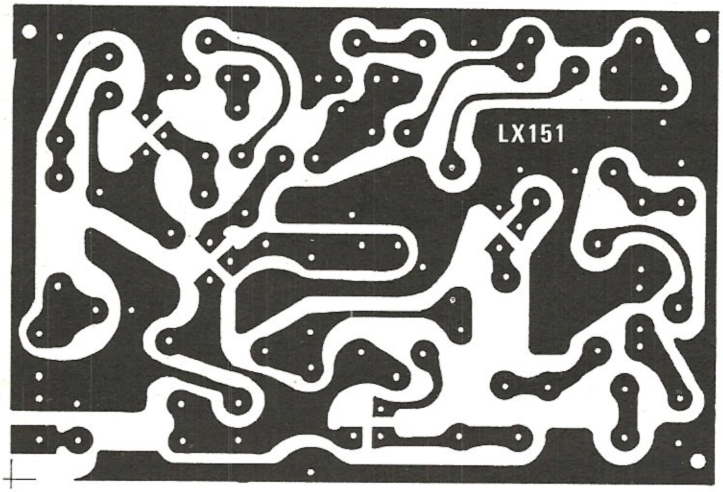


Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale necessario alla realizzazione di questo compressore.

Lo stadio preamplificatore, così come è concepito, presenta il vantaggio di avere una elevatissima impedenza d'ingresso, una bassa impedenza d'uscita e di fornire un guadagno di tensione superiore alle 200 volte. Le resistenze R6-R7-R10-R11 garantiscono la necessaria polarizzazione in continua a tutto questo stadio, mentre la resistenza R8 ed i condensatori C2-C5 ne determinano il guadagno e la relativa risposta in frequenza.

Più precisamente diremo che il condensatore C2 determina il limite inferiore della banda passante, cioè la frequenza più bassa che può essere amplificata, mentre il condensatore C5 stabilisce il limite massimo superiore, cioè la massima frequenza amplificabile. La resistenza R8 serve infine per garantire un'efficace controreazione in modo da mantenere costante il guadagno dello stadio compensando la dispersione dei vari componenti presenti nel circuito.

In pratica, se utilizzeremo il compressore per la registrazione di nastri, potremo correggere queste capacità in modo da ottenere una maggior fedeltà di riproduzione, adottando per esempio i seguenti valori:

C1 = 10.000 – 22.000 pF
C2 = 10 mF elettrolitico 25 volt
C5 = 1.000 pF

Se per la registrazione disponete di un microfono che eccede in acuti fornendo quindi una registrazione troppo « metallica », potrete ovviare a questo inconveniente aumentando, anziché ridurlo, il valore del condensatore C5, cioè provando sperimentalmente valori come 6.800-10.000-15.000 o più pF.

Se al contrario utilizzerete il compressore per un trasmettitore a modulazione d'ampiezza, allora è consigliabile limitare la banda passante specialmente per le frequenze più elevate (cioè limitare il guadagno per le frequenze superiori ai 5.000-6.000 Hz) allo scopo di incrementare la stabilità riducendo l'effetto di eventuali residui di AF che raggiungessero l'entrata del circuito provocando inneschi. In tal caso si consiglia quindi di impiegare i seguenti valori:

C1 = 2.200 pF o anche meno
C2 = 4,7 mF elettrolitico 25 volt
C3 = 10.000 o più pF

È ovvio che se il cavetto del microfono captasse AF e questa giungesse al compressore, il suo funzionamento verrebbe immancabilmente alterato, quindi non solo si dovrà racchiudere tutto il circuito entro una scatola metallica per schermarlo, ma si dovranno anche adottare provvedimenti più drastici per eliminare questi residui di

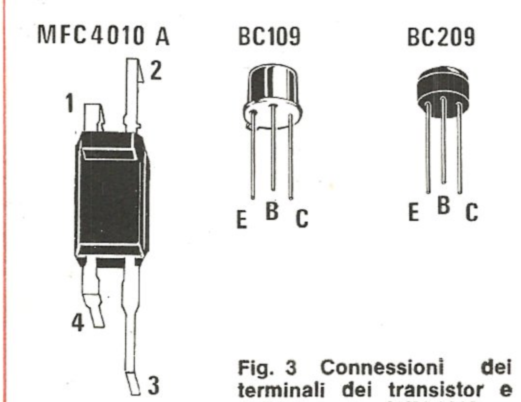


Fig. 3 Connessioni dei terminali dei transistor e dell'integrato MFC4010.

AF. La pratica ci porta a consigliarvi, se tale inconveniente si manifestasse sul vostro montaggio, di applicare un condensatore da 100-220 pF direttamente sui terminali della capsula microfonica, un secondo condensatore da 150-330 pF sui terminali d'entrata del compressore, un terzo condensatore da 220 pF tra il cursore del trimmer R1 e la massa, ed in casi veramente ribelli, di applicare una impedenza in ferrite del tipo VK200 in serie alla resistenza R1 e una sul filo di alimentazione, inserendo pure una resistenza da 47.000 ohm in parallelo a C8. Se poi disponete di « perline di ferrite » potrete inserirne una rispettivamente sul terminale di collettore e di base del transistor TR1 ed una sulla base e sull'emettitore di TR2.

Vi abbiamo fornito questi consigli, non perché essi risultino sempre necessari, anzi nel 99% dei casi essi saranno del tutto superflui in quanto il vostro circuito funzionerà perfettamente senza alcun disturbo, ma per prevenire l'eventualità che tali inconvenienti si verifichino malauguratamente proprio sul vostro montaggio, saprete già come eliminarli. È infatti nostra intenzione che il lettore venga messo al corrente non solo dei lati positivi di ogni progetto, ma anche delle difficoltà che possono insorgere (anche se molto raramente come in questo caso) durante la realizzazione del medesimo, in modo che ciascuno di voi sia in grado di intervenire prontamente dove e quando la situazione lo richiede.

Procedendo nella descrizione del nostro circuito noteremo che il segnale già amplificato e « compresso » presente sull'emettitore del transistor TR3, tramite il condensatore elettrolitico C7, viene trasferito al trimmer R15 dal cui cursore verrà prelevato per essere mandato in uscita.

Il segnale di BF presente sulla resistenza R15 viene inoltre prelevato tramite il condensatore elettrolitico C6 ed applicato a due diodi al germanio DG1-DG2 che esplicano nello schema la funzione di duplicatori-raddrizzatori di tensione.

Sul catodo del diodo DG1 sarà quindi presente una tensione continua proporzionale al livello del segnale di BF in uscita, tensione che dopo aver attraversato la cellula-filtro composta da C4-R9-C3, giungerà tramite la resistenza R2, a polarizzare la base del transistor TR1 che, come abbiamo in precedenza accennato, funge da resistenza variabile. In particolare, maggiore sarà l'ampiezza della tensione continua applicata alla base di TR1, minore risulterà la « resistenza » collettore-

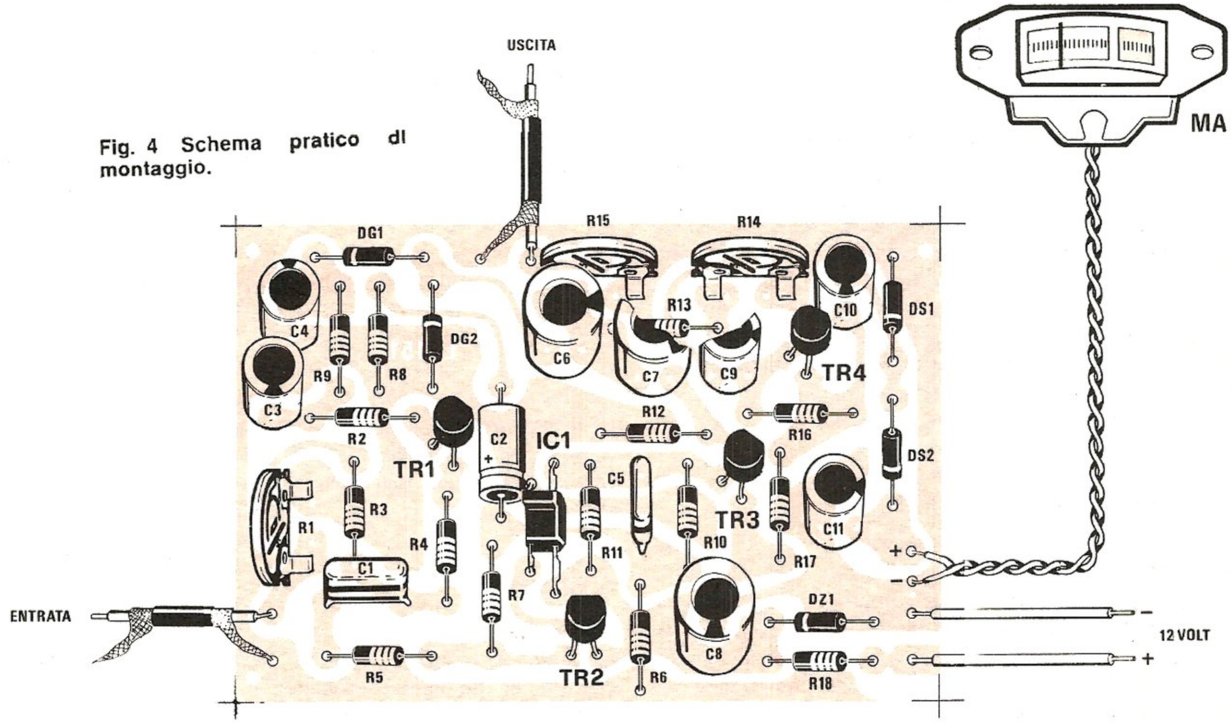


Fig. 4 Schema pratico di montaggio.

emettitore dello stesso transistor, quindi il segnale di BF applicato in ingresso al compressore subirà una maggior attenuazione, e viceversa.

In questo stadio del circuito sono critici i diodi, che debbono assolutamente risultare al *germanio* in quanto quelli al silicio si portano in conduzione a livelli di tensione troppo alti, cioè 0,7 volt contro gli 0,25-0,3 volt dei diodi al germanio, ed i valori di C4-C3-R9 in quanto essi determinano le costanti di tempo di intervento e di mantenimento del tasso di compressione, quindi non è consigliabile modificarli pena l'introduzione di una sgradevole « piattezza » di resa e di un fastidioso rumore di fondo nelle pause. Per il funzionamento dello strumento indicatore è presente uno stadio supplementare costituito dal transistor TR4 e dai diodi DS1-DS2. Come si può constatare dallo schema elettrico, il segnale prelevato tramite C7 dall'emettitore di TR3, oltre a raggiungere il trimmer R15 ed il condensatore C6, tramite la resistenza R13 viene applicato anche al trimmer R14, dal cui cursore viene quindi prelevato, attraverso il condensatore C9, ed applicato quindi alla base del transistor TR4.

Tale transistor provvederà ad amplificare il segnale di tanto quanto basta per poter pilotare anche strumenti di bassa sensibilità, fino ad un massimo di 1 mA fondo scala.

In funzione della sensibilità dello strumento utilizzato dovremo quindi dosare, tramite il trimmer R14, l'ampiezza del segnale di BF in modo che anche alla massima amplificazione la lancetta dello strumento non abbia la possibilità di sbattere contro il fondo scala rischiando di rompersi. Dal collettore di TR4 il segnale amplificato verrà poi prelevato tramite il condensatore elettrolitico C10 ed applicato ad un circuito raddrizzatore duplicatore di tensione ottenuto con due diodi al *silicio* indicati nello schema con la sigla DS1-DS2.

Chi desiderasse un maggior smorzamento della lancetta dello strumento potrà aumentare la capacità del condensatore elettrolitico C11, dai 10 mF attuali, a valori compresi tra i 22 e i 100 mF.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario per il montaggio di questo compressore porta la sigla LX151 ed è visibile a grandezza naturale in fig. 2. Nella fig. 4 è invece visibile lo schema pratico da seguire nel montaggio, cioè la posizione in cui dovranno risultare applicati i diversi componenti necessari per questo progetto.

Le raccomandazioni da farsi in proposito sono le solite, cioè cercate di eseguire ottime saldature, non invertite i terminali E-B-C dei transistor, non confondete i diodi al germanio con quelli al silicio né tantomeno invertitene la polarità ed utilizzate solo i transistor da noi consigliati cioè i BC209C (controllare attentamente che risultino del tipo C) in plastica, oppure i BC109C metallici.

Se alimenterete il compressore con una tensione superiore ai 12-15 volt da noi indicati, aumentate di pari passo il valore della resistenza R18 in modo da non far scorrere sul diodo zener una corrente troppo elevata che potrebbe metterlo in breve tempo fuori uso.

Per quanto riguarda l'integrato MFC.4010 non vi sarà alcuna possibilità di errore nell'inserirlo sul circuito in quanto esso è provvisto lateralmente di due terminali più corti e di due più lunghi, quindi potrà inserirsi solo nella posizione richiesta.

Terminato il montaggio potrete controllare le tensioni presenti sui vari punti del circuito confrontandole con quelle riportate sullo schema elettrico. A questo proposito non preoccupatevi se riscontrerete piccole differenze (dell'ordine di un 10-15% in più o in meno) in quanto questo è senz'altro dovuto alla tolleranza dei componenti quindi non pregiudica niente. Eseguite tali prove, racchiudete il compressore entro una scatola metallica collegando la massa del circuito stampato al metallo della scatola stessa in modo da schermare opportunamente il tutto.

Considerata infatti l'elevata sensibilità del circuito, se lo lascerete « libero », esso non avrà difficoltà a captare residui di alternata, quindi fornirà in uscita un segnale in cui sarà presente più ronzio che suono. Se poi lo utilizzerete per un ricetrasmettitore, tale schermatura diviene assolutamente indispensabile non solo, ma anche per i bocchettoni d'entrata e d'uscita sarà necessario utilizzare una « presa schermata » di BF in quanto facendo uscire fili non schermati si potrebbero captare residui di AF che influirebbero negativamente sul funzionamento di tutto il compressore. Dato il suo basso consumo, la tensione di alimentazione potrà essere prelevata direttamente dal trasmettitore o dal registratore.

TARATURA

Terminato il montaggio e controllato sommariamente se tutto il circuito funziona, dovrete cercare di regolare il trimmer d'entrata R1 in funzione della sensibilità del microfono, ed il trimmer R15 in funzione dell'ampiezza del se-

gnale che si desidera ottenere per non saturare il modulatore del trasmettitore (o il preamplificatore del registratore se lo impiegherete per questa seconda funzione).

Effettuando qualche prova pratica, troverete immediatamente la posizione più idonea per questi due trimmer.

A tale proposito, anche se molti preferiscono un segnale con un elevato grado di compressione (cosa che si ottiene tenendo al massimo il trimmer R1 ed al minimo R15), noi consigliamo di optare per un compromesso, cioè di tenere i due trimmer in posizione intermedia in quanto un eccessivo grado di compressione modifica il timbro della nostra voce rendendolo troppo piatto. Queste però sono sfumature alquanto personali poiché vi saranno senz'altro dei CB che, pur di ottenere un segnale di AF modulato al 100% che permetta loro di raggiungere distanze maggiori, non daranno nessuna importanza al fatto che il timbro di voce risulti di conseguenza « appiattito ». È invece ovvio che se useremo il compressore per l'incisione di nastri, dovremo cercare di raggiungere la maggior fedeltà di riproduzione possibile quindi dovremo mantenere il tasso di compressione limitato per non aumentare la distorsione.

Scelto il grado di compressione che risulterà più confacente alle nostre esigenze, rimarrà solo da tarare il trimmer R14 in modo che in corrispondenza al massimo segnale d'ingresso, la lancetta dello strumento si porti quasi al limite del fondo scala.

Anche se fin qui non vi abbiamo indicato come si collega il compressore ad un trasmettitore o registratore, questo dovrebbe risultare abbastanza intuibile, cioè il microfono che prima risultava applicato alla presa MICRO del trasmettitore o registratore, ora dovrà invece essere inserito sulla presa ENTRATA del compressore.

Dalla presa uscita di quest'ultimo preleveremo poi, sempre con cavetto schermato, il segnale di BF preamplificato e compresso e lo applicheremo alla presa MICRO del trasmettitore o registratore.

A questo punto ci possiamo congedare da voi sperando, con questo nuovo progetto, di aver risolto tutti i problemi che avevate sollevato in merito al compressore precedente.

Vi abbiamo infatti proposto uno schema con una sensibilità tale da poter essere utilizzato con qualsiasi tipo di microfono in vostro possesso, abbiamo inserito uno strumento che indica il livello del segnale di BF anziché il tasso di compressione, abbiamo studiato uno schema più funzionale e di più semplice realizzazione, quindi non ci resta che attendere un vostro giudizio per conoscere se siamo riusciti ad accontentarvi come desiderato.

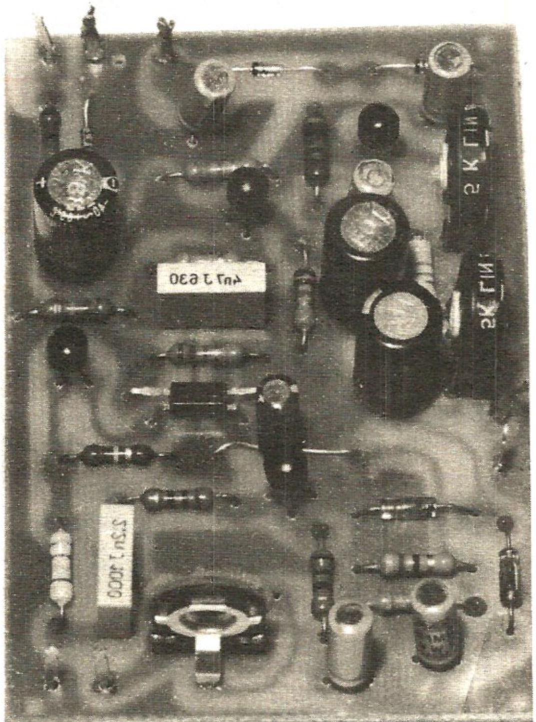


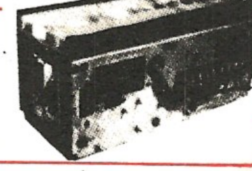
Fig. 5 A costruzione ultimata il vostro compressore si presenterà come questa foto. Si noti al centro l'integrato MFC.4010.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX151 in fibra di vetro	L.	1.500
Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, trimmer, diodi al silicio e al germanio diodo zener, transistor, integrato, più uno strumentino da 250/300 microamper fondo scala	L.	9.000
Spese postali per pagamento anticipato	L.	1.000
Spese postali per pagamento contrassegno	L.	1.500

ELETTRONICA CORNO
20136 MILANO
Viale C. di Lana, 8 - Tel. (02) 8.358.286

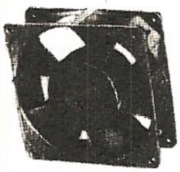
ALIMENTATORI STABILIZZATI A GIORNO
Alimentazione 130 Vac ± 15 %
Uscita 5-7 Vcc stabilizz. Amp. 4 **L. 10.000**
Uscita 5-7 Vcc stabilizz. Amp. 8 **L. 14.000**
Uscita 5-7 Vcc stabilzz. Amp. 12 **L. 18.000**



MOTORIDUTTORE A SPAZZOLE 48 Vcc 110-220 Vac 50/60 R.P.M. **L. 8.000**

APPARECCHIATURE COMPLETE REGISTRAZIONE NASTRO COMPIUTER
(Olivetti Elea) gruppo Ampex 8 piste di incisione





VENTOLA EX COMPIUTER
ing. mm. 105 x 105 x 40
V 115 oppure V 220
con cond. **L. 7.000**

MOTORI MONOFASI A INDUZIONE A GIORNO

24 V	40 W	2800 RPM	**L. 4.000**
110 V	35 W	2800 RPM	**L. 2.000**
220 V	35 W	2800 RPM	**L. 2.500**

TRASFORMATORI MONOFASI

10 W	V1 110-120-220-240	V2 12-13-14	**L. 1.500**
35 W	V1 220-230-245	V2 8+8	**L. 3.500**
100 W	V1 220	V2 22KV AC e DC	**L. 3.500**
150 W	V1 200-220-245	V2 25 A3+ V2 110 A 0,7	**L. 4.500**
500 W	V1 UNIVERSALE	V2 37-40-43	**L. 15.000**
2000 W	AUTOTRASFOR.	V 117-220	**L. 20.000**

OFFERTA SPECIALE
Schede ex computer
4 schede mm 350 x 250
4 schede mm 250 x 160
5 schede mm 150 x 65
10 schede assortite
con montato una grande quantità di transistori al silicio, cond. elett., cond. tantalio, circuiti integrati, trasf. di impulsi, resistenze, ecc. **L. 10.000**

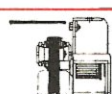
VENTOLA TANGENZIALE
costruzione inglese
220 V 15 W mm 170 x 110 **L. 5.000**





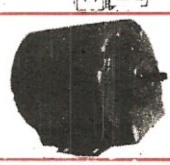
TERMOSTATO HONEYWELL
CON SONDA REG. 25°-95°
comanda deviatore unipolare 15 A
L. 2.000

PICCOLO VC55
Ventilatore centrifugo
220 V 50 Hz - Pot. ass. 14 W
Port. m³/h 23 **L. 6.200**



MOTORI MONOFASI A INDUZIONE SEMISTAGNI - REVERSIBILI

200 V	50 W	900 RPM	**L. 6.000**
220 V	1/16 HP	1400 RPM	**L. 8.000**
220/110 V	1/4 HP	1400 RPM	**L. 10.000**



MATERIALE SURPLUS

30 schede Olivetti assortite	**L. 3.000**
30 schede IBM assortite	**L. 3.000**
Diodi 10 A 250 V	**L. 150**
Diodi 25 A 250 V	**L. 350**
Contaore elettrico da incasso 40 Vac	**L. 1.500**
Contaore elettrico da esterno 117 Vac	**L. 2.000**
Micro Switch deviatore 15 A 250 V	**L. 1.000**
Lampadina incand. tubolare Ø 5 x 10 mm 6-9 V	**L. 50**
Interruttore automatico unipolare magnetotermico 60 Vcc amperaggi da 2 a 22 A (deviatore ausiliare)	**L. 1.500**

MATERIALE MAGNETICO
Nuclei a C a grani orientati per trasformatori

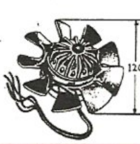
tipo Q25	35 W	**L. 400**
tipo T.32	50/70 W	**L. 1.000**
tipo V51	150 W	**L. 2.300**



MOTORIDUTTORE CITENCO A SPAZZOLE REVERSIBILE
125/110 Vac - 4 RPM - A. 0,6
L. 15.000



VENTOLA BLOWER
200 240 Vac 10 W
PRECISIONE GERMANICA
motor reversibile
diamet. 120 mm
fissaggio sul retro
con viti 4 MA **L. 12.500**



RADDRIZZ. A PONTE WESTINGHOUSE (selenio)
4 A 25 V **L. 1.000**

VENTOLA ROTRON SKIPPER
Leggera e silenziosa V 220 - W 12
Due possibilità di applicazione
diametro pale mm 110
profondità mm 45
peso kg. 0,3
Disponiamo di quantità **L. 9.000**





Modalità:

- Spedizioni non inferiori a L. 5.000.
- Pagamento in contrassegno.
- Spese trasporto (tariffe postali) e imballo a carico del destinatario. (Non disponiamo di catalogo).



Già da alcuni mesi la Fairchild si è premurata di inviare alla nostra redazione i « Data Application » relativi all'integrato 11C06, un flip-flop tipo D della serie ECL in grado di raggiungere frequenze limite di lavoro di 750 MHz. È ovvio che con un tale integrato si può estendere la portata di qualsiasi frequenzimetro con estrema facilità ed è appunto in questo senso che si sono rivolti immediatamente i nostri sforzi anche se, volendo anticipare i tempi, sarebbe stato per noi molto più semplice ricopiare lo schema riportato in questi « Data Application » (vedi fig. 1) e, ignorando volutamente tutti i problemi inerenti a tale circuito, presentarvelo in anteprima come un prescaler per i 750 MHz.

Dato però che tale prassi non rientra nelle nostre consuetudini, ci siamo in primo luogo preoccupati di non utilizzare nelle prove il « campione » inviatoci, bensì di acquistare uno simile da un rivenditore, cioè abbiamo voluto utilizzare per i nostri esperimenti un integrato di caratteristiche simili a quello che il lettore acquisterà presso il proprio negozio di fiducia e non un esemplare « selezionato », ben sapendo quanto diversi risultino in genere i dati riscontrabili su un componente, rispetto a quelli elencati nelle « caratteristiche » che lo accompagnano. Sui « Data Application » ad esempio si rileva che i 750 MHz vengono raggiunti dall'integrato quando la temperatura è di 25°, ma nulla viene detto circa gli altri valori di temperatura, per cui potrebbe anche succedere che lavorando a 50-60 gradi (una temperatura questa più vicina a quella di normale funzionamento) esso non riuscisse neppure a superare i 500 MHz. Anche la massima sensibilità dell'integrato viene fornita solo per un'impedenza d'ingresso di 50 ohm ma nulla si dice circa quali inconvenienti potrebbero insorgere se tale impedenza, per motivi vari, dovesse risultare di 100-200 ohm.

Per dare una risposta a tutti questi interrogativi abbiamo quindi realizzato diversi circuiti di prova, apportando su di essi tutte le modifiche che ci venivano suggerite dalla nostra esperienza, finché non abbiamo raggiunto la certezza di poter offrire al lettore un progetto tecnicamente perfetto assicurandogli inoltre che le frequenze che in effetti egli potrà raggiungere sono le massime possibili, senza illuderlo con le false promesse dei 650-700 MHz che trovano riscontro solo sulla « carta ».

I risultati di queste prove ridimensionano notevolmente quanto riportato sui « Data Application » ma sono tuttavia più vicini alla realtà per una serie di valide ragioni che ora esponiamo:

1) I 750 MHz indicati sui « Data Application » sono la frequenza massima raggiungibile dall'integrato, mentre la frequenza tipica di lavoro si aggira sui 550-600 MHz. In pratica quindi, se non si acquista un integrato « selezionato », la frequenza massima raggiungibile (come hanno dimostrato le prove da noi condotte su diversi 11C06

Utilizzando l'integrato 11C06 (un ECL della Fairchild) abbiamo realizzato questo « prescaler » divisore x 10 che vi permetterà di leggere direttamente sul vostro frequenzimetro qualsiasi segnale UHF, fino ad un limite massimo di 500 MHz.

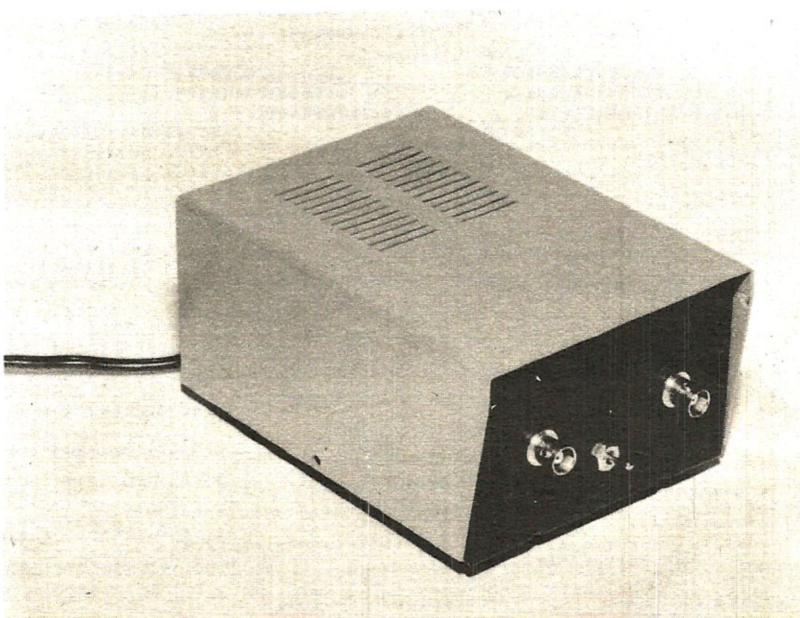
UN PRESCALER da 500 MHz.

ad una temperatura media di 40-50 gradi) raramente supera i 550 MHz e solo conducendo prove in camera termostatica ad una temperatura rigorosamente di 25 gradi si possono raggiungere e superare i 600 MHz, per cui in pratica si dovrà accettare come tetto massimo raggiungibile i 550 MHz.

2) Non dobbiamo dimenticare che le prove condotte dalle Case Costruttrici vengono effettuate sempre con integrati « selezionati » ed a temperature troppo basse per poterle ritenere praticamente valide: normalmente infatti la minima temperatura di lavoro si aggira sui 40-50 gradi (basti pensare che il nostro corpo ha una temperatura di circa 36-37 gradi e se si tocca l'integrato dopo una mezz'ora di funzionamento lo si sente « caldo » per cui si arguisce immediatamente che esso lavora ad una temperatura senz'altro superiore a questa).

Sempre in laboratorio gli accoppiamenti fra i circuiti d'ingresso e quelli di uscita vengono effettuati con cavi coassiali e bocchettoni speciali UHF a bassa perdita (vedi fig. 2), mentre il dilettante usa comune cavo coassiale da 52 ohm, quindi i suoi montaggi sono più soggetti a perdite AF, le quali sono generalmente elevatissime quando si lavora oltre i 500 MHz.

3) Occorre inoltre tener presente che un integrato ECL come l'11C06 non può essere accoppiato direttamente ad un frequenzimetro con entrata TTL in quanto gli stati logici « 0 » e « 1 » (« Low » e « High ») di queste due famiglie di integrati non collimano fra di loro. Per integrati TTL infatti è « stato logico 0 » quando la tensione as-



Come si presenta a realizzazione ultimata il prescaler da 500 MHz. Come vedesi nella figura in alto a sinistra, l'uscita del prescaler dovrà essere semplicemente collegata all'entrata AF-VHF di un qualsiasi frequenzimetro in grado di misurare almeno 50 MHz.

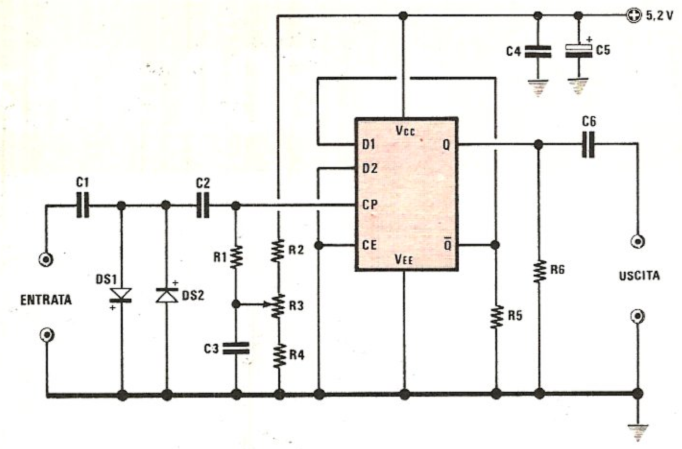


Fig. 1 Lo schema che la Casa Costruttrice consiglia per l'11C06 visibile in figura è solo uno schema base al quale è necessario apportare sostanziali modifiche pratiche per poterlo accoppiare a integrati TTL o ECL.

valori base indicativi

R1 = 52 ohm
R2 = 22 ohm
R3 = 100 ohm trimmer
R4 = 100 ohm
R5 = 210 ohm
R6 = 470 ohm
C1 = 5.000 pF.
C2 = 5.000 pF.
C3 = 100.000 pF.
C4 = 100.000 pF.
C5 = 10 mF. elettr.
C6 = 5.000 pF.
DS1-DS2 = diodi al silicio
integrato 11C06.

sume un valore compreso fra 0 e 0,8 volt e « stato logico 1 » quando essa sale ad un valore compreso fra 2 e 5 volt, mentre sull'uscita di un integrato ECL come l'11C06 alimentato con 5 volt positivi, abbiamo per « stato logico 0 » una tensione di circa 3,4 volt e per « stato logico 1 » una tensione di circa 4,2 volt, quindi se noi colleghiamo direttamente questa uscita all'ingresso di un integrato TTL, quest'ultimo riconoscerà sempre ed esclusivamente uno « stato logico 1 » in quanto la tensione si mantiene sempre abbondantemente al di sopra dei 2 volt.

Da questa considerazione discende che è indispensabile interporre fra l'uscita di un integrato ECL e gli integrati TTL successivi un'opportuna *interfaccia*, cioè un circuito che trasformi le tensioni d'uscita ECL in tensioni TTL compatibili.

4) Bisogna infine cercare di evitare i disadattamenti d'impedenza per cui, essendo l'impedenza d'ingresso VHF di un frequenzimetro normalmente prefissata sui 52 ohm, occorre calcolare l'impedenza d'uscita del prescaler in modo che assuma lo stesso identico valore perché altrimenti si otterranno perdite tali da ridurre notevolmente la sensibilità in ingresso.

5) Abbiamo accennato che l'integrato 11C06 è un flip-flop, quindi può essere impiegato solo come divisore X 2 e se non gli si collega in uscita un divisore X 5, la lettura che apparirà sul frequenzimetro è una lettura divisa X 2, cioè obbliga l'operatore ad effettuare un'operazione matematica non troppo pratica per risalire alla frequenza reale.

Basti pensare, a questo proposito, che se apparisse sul frequenzimetro il numero *231,987*, nessuno in pochi secondi saprebbe dirci il valore reale della frequenza in esame, che in questo caso risulta essere 463,974 MHz.

6) Considerando che chi realizza questo prescaler lo fa per poter disporre di un frequenzimetro in grado di raggiungere i 432 MHz, noteremo che la metà di 432 è 216, per cui utilizzando un solo 11C06 che divida X 2 non si sarebbe ancora risolto il problema in quanto sono pochi coloro che posseggono un frequenzimetro in grado di raggiungere i 250 MHz, mentre se il prescaler divide X 10, si otterranno in uscita 43,2 MHz, una frequenza questa accettabile da qualsiasi frequenzimetro da 50-60 MHz.

7) Come divisore X 5 da far seguire all'11C06 la Casa Costruttrice consiglia di utilizzare degli ECL tipo 95H91-95H90 dimenticando però di accennare che se questi secondi integrati non sono del tipo « selezionato », la sua frequenza limite massima non supera i 220 MHz. A questo si aggiunga che se l'accoppiamento fra i due integrati non

viene effettuato con tutti gli accorgimenti e requisiti necessari quando si lavora nel campo delle UHF, le perdite AF che si introducono nonché il calo di frequenza causato dalla temperatura di lavoro impediranno in ogni caso di raggiungere quella frequenza che soprattutto interessa al radioamatore, cioè i 432 MHz.

8) Anche accoppiando all'11C06 un divisore X 5 in modo da ottenere complessivamente un prescaler divisore X 10, è sempre necessario completare il circuito con uno stadio adattatore d'impedenza in modo da poterne collegare l'uscita all'entrata di un qualsiasi frequenzimetro avente un'impedenza d'ingresso di 52 ohm.

Possiamo quindi concludere che i « Data Application » forniti dalla Casa Costruttrice servono solo come riferimento di base poiché in pratica, come è intuitivo, questi debbono sempre venir riveduti e adattati in funzione dell'impiego cui si intende sottoporre il componente.

Nel nostro caso, ad esempio, non potendo consigliare al lettore di acquistare del cavo coassiale UHF da 3.000 lire al metro e neppure dei bocchettoni UHF non solo costosi ma anche introvabili, sarebbe stato inutile effettuare in laboratorio un montaggio di tipo « speciale » per fornire dati che poi nessuno, all'atto pratico e in condizioni normali sarebbe riuscito a raggiungere.

Perciò, mettendoci nei panni del lettore, abbiamo condotto le nostre prove utilizzando un normale cavo da 52 ohm, dei bocchettoni BNC di uso commerciale e soprattutto non abbiamo misurato la frequenza massima raggiungibile nei primi minuti di funzionamento quando l'integrato era ad una temperatura di 25-30 gradi, bensì quando la temperatura si era stabilizzata sul suo valore massimo (cioè dopo qualche ora di funzionamento continuato) perché è questa la condizione più comune in cui ci si trova a lavorare.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema che vi proponiamo, come avrete già intuito, è frutto di meticolose prove rivolte ad ottenere dall'integrato 11C06 la massima sensibilità in ingresso e a ricercare un circuito divisore X 5 che accoppiato all'11C06 permettesse di raggiungere il massimo valore di frequenza.

Queste prove ci hanno portato a scartare, fra i possibili divisori X 5, l'integrato 95H91 o 95H90 (*Fairchild*) in quanto abbiamo constatato che, in pratica, solo in casi fortunati e fino a quando la temperatura non supera i 40-50 gradi, si potevano raggiungere con esso i 400 MHz, mentre ciò che ci proponevamo era di poter raggiungere senza alcuna difficoltà e con matematica certezza almeno i 500 MHz.

Al suo posto abbiamo invece impiegato il 95H28, cioè un doppio flip-flop di tipo D con il quale

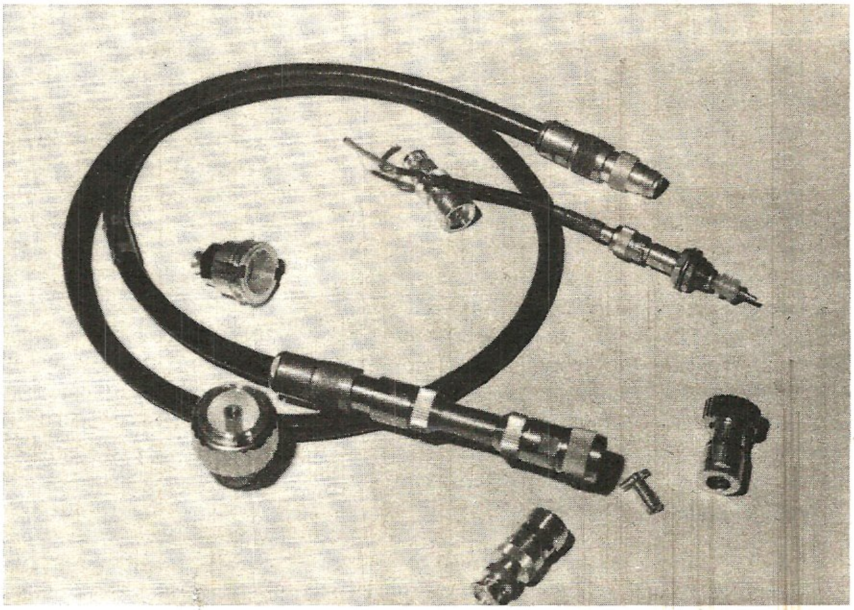


Fig. 2 Anche impiegando cavi coassiali e bocchettoni UHF a basse perdite è difficile superare i 600 MHz, quindi il lettore non si illuda di superare tale limite. Noi assicuriamo invece che in condizioni normali, la frequenza dei 500 MHz e forse anche i 550, potrà sempre essere raggiunta.

siamo riusciti a raggiungere agevolmente i valori di frequenza desiderati.

Osservando lo schema elettrico di fig. 3, noteremo che il nostro prescaler è costituito da un unico integrato ECL tipo 11C06, impiegato come divisore X 2, seguito appunto da due integrati tipo 95H28 collegati in modo da ottenere un divisore X 5.

Poiché ogni integrato 95H28 contiene al suo interno due flip-flop e per ottenere un divisore X 5 occorrono 3 di questi flip-flop, è ovvio che abbiamo dovuto utilizzare due integrati di questo tipo lasciando tuttavia scollegato uno dei quattro flip-flop disponibili.

Ripetiamo che la scelta del 95H28 non è stata casuale, bensì il frutto di una lunga serie di prove che hanno permesso di appurare come con questo integrato si riescano a raggiungere facilmente i 260-270 MHz (quindi si mette il prescaler nella condizione di raggiungere i 520-540 MHz) anche con esemplari di tipo « commerciale » (cioè non selezionati), mentre il 95H90-95H91 di serie « commerciale » non ci permetteva di superare i 400 MHz.

Possiamo quindi assicurarvi che con un integrato 11C06 seguito da due 95H28 si ha a disposizione un prescaler il quale permette di misurare frequenze di 500 MHz ed oltre con un'ottima sensibilità d'ingresso, come dimostra la tabella qui sotto riportata:

Frequenza di lettura	Sensibilità minima in millivolt
0 – 100 MHz	60 mV
100 – 170 MHz	70 mV
170 – 220 MHz	80 mV
220 – 260 MHz	100 mV
260 – 350 MHz	120 mV
350 – 440 MHz	140 mV
440 – 500 MHz	160 mV
oltre 500 MHz	180-200 mV

Nota: *questi dati sono stati ricavati utilizzando per il collegamento fra il* generatore UHF *ed il prescaler un comune cavo coassiale da 52 ohm lungo 80 cm. Se invece avessimo impiegato il cavo coassiale* UHF *a bassa perdita in dotazione al* generatore *la sensibilità sarebbe risultata migliore, tuttavia, per non lusingare nessuno con false promesse, abbiamo preferito pubblicare solo i dati ricavati in condizioni « normali ».*

A questo punto dobbiamo far presente che se il segnale applicato in ingresso al prescaler ha un'ampiezza inferiore alla sensibilità minima richiesta per tale frequenza, per esempio, se a 432 MHz il segnale in entrata risulta di soli 100 mV contro i 140 minimi richiesti, l'integrato 11C06 non riesce più a dividere X 2, quindi sulle nixie del frequenzimetro appariranno dei numeri casuali ed instabili che ci segnaleranno appunto questa situazione irregolare di funzionamento.

Come avrete notato esaminando la precedente tabella, la sensibilità che siamo riusciti ad ottenere col nostro circuito è veramente eccellente in quanto 140 millivolt su un carico di 52 ohm equivalgono ad una potenza reale di un trasmettitore di soli 0,20 milliwatt (0,0002 watt), come dimostra la formula

potenza trasmettitore = (*volt x volt*) : (*ohm + ohm*)
cioè (0,14 x 0,14) : (52 + 52) = 0,19 milliwatt

e questa condizione è stata ottenuta cercando di realizzare un circuito d'ingresso che possedesse effettivamente un'impedenza caratteristica di 52 ohm, in modo da ridurre al minimo le perdite AF.

Se invece nei nostri calcoli non avessimo tenuto in debito conto il problema dell'adattamento del carico, cioè avessimo per esempio adottato un'impedenza d'ingresso casuale, ben lontana dai 52 ohm del cavo coassiale, per avere qualche lettura sul frequenzimetro sarebbe stato necessario applicare in ingresso al prescaler un segnale di ampiezza tale che solo un trasmettitore con potenza superiore a 1-1,5 watt sarebbe stato in grado di fornire, ma a queste frequenze (432 MHz), soprattutto quando si ha a che fare con i transistor, non sempre si ha a disposizione tanta « birra », quindi avremmo realizzato un prescaler praticamente inutilizzabile. Inoltre, anche il segnale già diviso X 10 presente in uscita dall'ultimo flip-flop del prescaler lo avremmo potuto applicare direttamente sull'entrata di un frequenzimetro, interponendo semplicemente un condensatore, ma così facendo, considerate le frequenze in gioco, avremmo causato un notevole disadattamento d'impedenza ottenendo di conseguenza elevate perdite AF tali da richiedere in ingresso un segnale di ampiezza ancora maggiore.

Per ottenere da un prescaler la massima sensibilità è infatti indispensabile che anche l'impedenza d'uscita, così come abbiamo visto per quella d'ingresso, risulti esattamente di 52 ohm, in modo da poter utilizzare per il trasferimento del segnale all'ingresso del frequenzimetro un comune cavo coassiale di impedenza caratteristica 52 ohm, valore questo che in ultima analisi corrisponde anche all'impedenza d'ingresso VHF di un qualsiasi frequenzimetro.

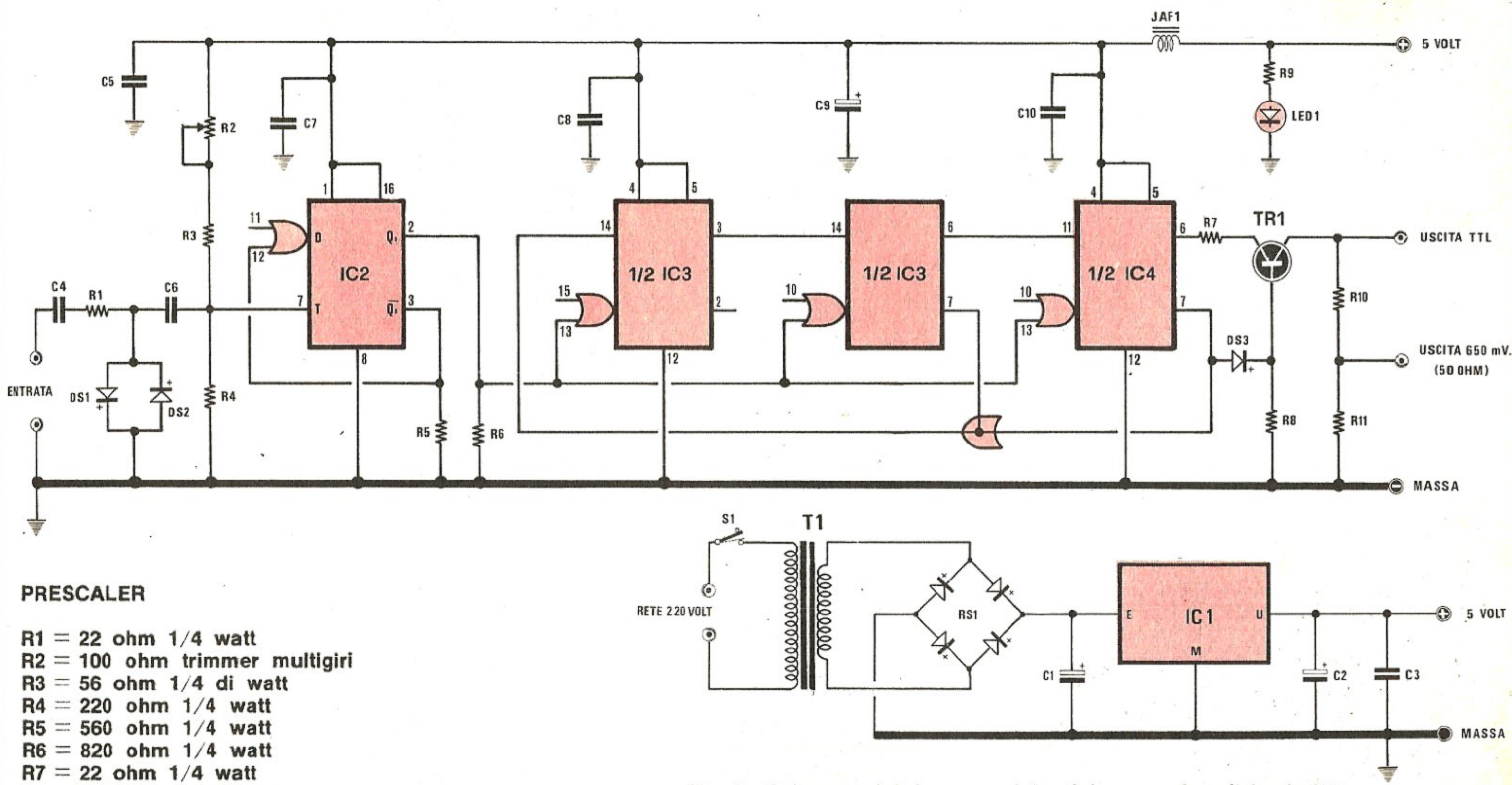


Fig. 3 Schema elettrico completo del prescaler divisore X10.

PRESCALER

R1 = 22 ohm 1/4 watt
R2 = 100 ohm trimmer multigiri
R3 = 56 ohm 1/4 di watt
R4 = 220 ohm 1/4 watt
R5 = 560 ohm 1/4 watt
R6 = 820 ohm 1/4 watt
R7 = 22 ohm 1/4 watt
R8 = 1.000 ohm 1/4 watt
R9 = 330 ohm 1/2 watt
R10 = 150 ohm 1/4 watt
R11 = 68 ohm 1/4 watt

C1 = 1.000 mF 25 volt elettr.
C2 = 1.000 mF 25 volt elettr.
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 47.000 pF ceramico a disco
C5 = 47.000 pF ceramico a disco
C6 = 47.000 pF ceramico a disco
C7 = 47.000 pF ceramico a disco
C8 = 47.000 pF ceramico a disco
C9 = 10 mF 10 volt elettr. tantalio
C10 = 47.000 pF ceramico a disco
DS1-DS2-DS3 = diodi al silicio 1N4148 oppure FDH900 o 1N914
RS1 = ponte raddrizzatore 50 volt 0,5 amper
JAF1 = impedenza ferrite tipo VK200
Led = diodo Led rosso
TR1 = transistor tipo BSX29
IC1 = uA7805 stabilizzatore 5 volt
IC2 = 11C06 Fairchild
IC3 = 95H28 Fairchild
IC4 = 95H28 Fairchild
T1 = trasformatore da 5-10 watt con secondario 12 volt 0,5 amper (il trasformatore modello 11 da noi fornito ha un secondo avvolgimento a 6 volt che rimarrà inutilizzato).

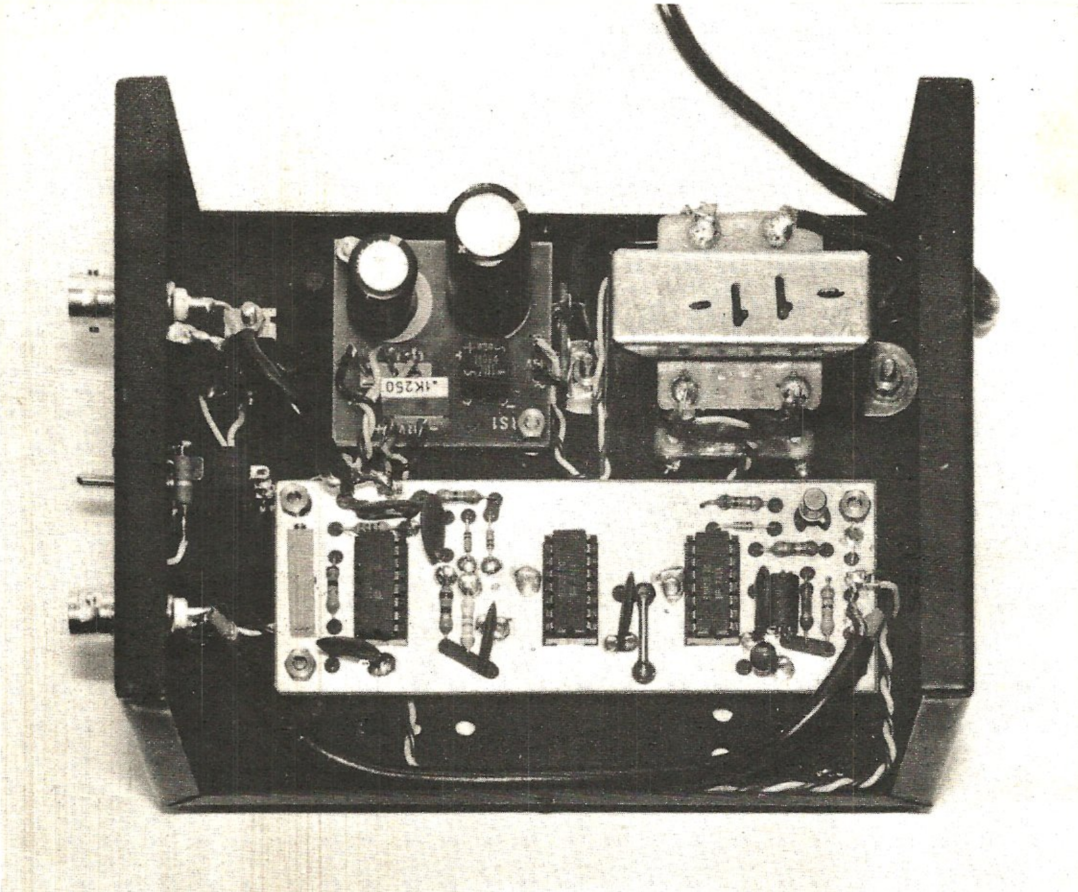


Fig. 5 Nella foto si può vedere come debbono essere montati nell'interno del contenitore il prescaler e il relativo alimentatore. L'integrato stabilizzatore IC1 (uA.7805) anziché fissarlo sul circuito stampato LX92, lo fisseremo al metallo della scatola. I circuiti stampati debbono essere tenuti distanziati dal contenitore di circa 1 cm.

Tutto questo non solo è stato da noi tenuto nella massima considerazione, ma abbiamo pure prevista un'uscita compatibile con ingressi TTL onde permettere l'utilizzazione del prescaler con frequenzimetri sprovvisti di ingresso VHF a 52 ohm.

Per far questo si è dovuto trasformare il segnale di uscita dell'ultimo flip-flop 95H28 (che è un segnale in « logica ECL », cioè in pratica si hanno *3,4 volt positivi* per lo *stato 0* e *4,2 volt sempre positivi* per lo *stato 1*) in un segnale che sia riconoscibile da un integrato della serie TTL i quali, come ormai è risaputo, sono predisposti per individuare come *stato logico 0* tutte le tensioni comprese fra 0 e 0,8 volt e come *stato logico 1* tutte quelle tensioni comprese fra 2 e 5 volt positivi.

Se quindi noi avessimo mandato direttamente il segnale ECL all'ingresso TTL del frequenzimetro, quest'ultimo non sarebbe stato in grado di effettuare nessuna lettura poiché, essendo le variazioni di tale segnale comprese fra 3,4 e 4,2 volt, per la logica TTL è come se in ingresso venisse applicata costantemente una condizione di « 1 ». Per ovviare a questo inconveniente abbiamo sfruttato il fatto che ogni flip-flop dell'integrato 95H28 dispone di due uscite, una diretta ed una complementare, le quali si trovano costantemente in

condizione logica opposta, cioè quando sull'uscita diretta è presente uno *stato logico 0*, sull'uscita complementare è presente uno *stato logico 1* e viceversa, quando sulla prima uscita è presente uno *stato logico 1*, sulla seconda troveremo uno *stato logico 0*.

Considerando quindi che nell'ultimo flip-flop del nostro prescaler l'uscita diretta è collegata al piedino 6 e l'uscita complementare al piedino 7 dell'integrato che lo contiene, abbiamo collegato a questi due piedini rispettivamente l'emettitore e la base di un transistor PNP tipo BSX29 ad altissima velocità di commutazione, senza tuttavia trascurare di inserire fra il piedino 7 e la base del transistor un diodo al silicio in modo da poter sfruttare le diverse tensioni presenti su queste due uscite senza danneggiare la logica di divisione X5 precedente. Così facendo, quando sull'uscita diretta del flip-flop (piedino 6) si presenta uno *stato logico 1*, cioè una tensione di 4,2 volt positivi, sulla base di tale transistor sarà presente una tensione di 3,4 – 0,7 = 2,7 volt, cioè la tensione corrispondente allo *stato logico 0* dell'integrato ECL meno la caduta ai capi del diodo, quindi il transistor si porterà rapidamente in saturazione e sul suo collettore (cioè sull'uscita TTL compatibile) sarà presente una tensione di circa 4 volt più che sufficiente per essere riconosciuta come *stato logico 1* da un integrato della serie TTL.

Quando invece sull'uscita diretta del flip-flop si presenta uno *stato logico 0*, cioè una tensione di 3,4 volt positivi, sulla base del transistor sarà presente una tensione di 4,2 – 0,7 = 3,5 volt positivi, quindi il transistor stesso rimarrà interdetto e di conseguenza entrambe le uscite del prescaler (quella TTL e quella ECL) si porteranno a 0 volt, cioè ad una tensione facilmente riconoscibile come *stato logico 0* da qualsiasi integrato TTL.

In pratica la conversione che si viene ad effettuare è la seguente:

Stato logico	Tensione sull'uscita diretta del flip-flop 95H28	Tensione sul collettore del transistor BSX29 (Uscita TTL compatibile)	Tensione sull'uscita ECL con un carico di 52 ohm
0	3,4 volt	0 volt	650 millivolt
1	4,2 volt	4 volt	0 volt

Qualcuno a questo punto potrebbe farci notare che quando sulla presa d'*uscita TTL* vi sono 4 volt, sull'*uscita ECL* non possono risultare solo 650 millivolt, in quanto applicando la legge di ohm con i valori di R10 ed R11 da noi utilizzati, si ottiene che in tale punto debbono essere presenti 1,3 volt.

In effetti ciò corrisponderebbe a verità se in uscita non venisse applicato nessun carico, ma poiché il prescaler va collegato ad un frequenzimetro che presenta un'impedenza d'ingresso di 52 ohm, tenendo presente tale carico, l'ampiezza del segnale disponibile risulterà esattamente dimezzata.

D'altra parte 650 millivolt è appunto il segnale più idoneo a pilotare gli stadi d'ingresso di un frequenzimetro che impieghi integrati ECL. Questo convertitore di livello logico ECL-TTL è in effetti uno stadio essenziale del circuito anche se sarebbe stato possibile, trascurando di preoccuparci delle conseguenze che poi ne sarebbero sorte, collegare l'uscita dell'ultimo flip-flop direttamente all'ingresso del frequenzimetro tramite un condensatore. Questa soluzione però, pur essendo la più semplice e la più intuitiva, può tut-

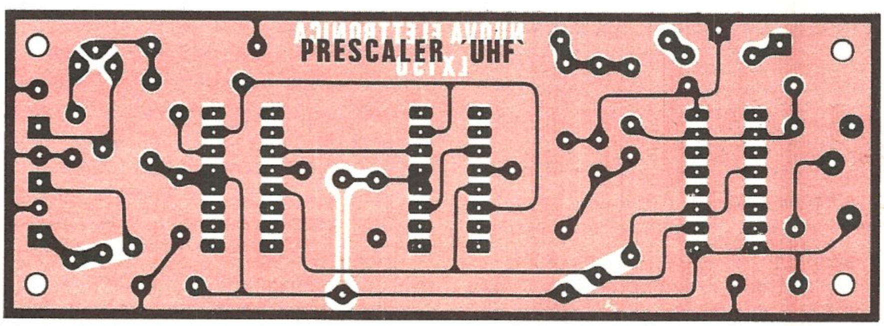


Fig. 6 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato necessario per la realizzazione di questo prescaler. Tale circuito a doppia faccia è stato studiato per limitare le perdite UHF onde poter raggiungere e superare i 500 MHz.

tavia dar luogo a grossissimi inconvenienti in quanto non bisogna dimenticare che il segnale disponibile in tal caso avrebbe un'ampiezza massima di soli 0,8 volt (4,2 – 3,4 = 0,8 volt) e che questa ampiezza si ridurrebbe in pratica, per disadattamento d'impedenza, a meno di 100 millivolt.

Alle frequenze in gioco infatti, considerando anche che l'impedenza d'uscita del prescaler non eguaglierebbe più l'impedenza caratteristica del cavo coassiale, si avrebbe perdite elevatissime dovute alla capacità intrinseca del cavo coassiale stesso la quale fugherebbe a massa gran parte del segnale AF rendendo quindi problematica la lettura del frequenzimetro.

Per concludere diremo che l'ingresso del nostro prescaler può ricevere, senza alcun pericolo, tensioni fino ad un massimo di 20 volt picco-picco, mentre tensioni superiori a questo valore potrebbero far saltare i due diodi DS1 e DS2.

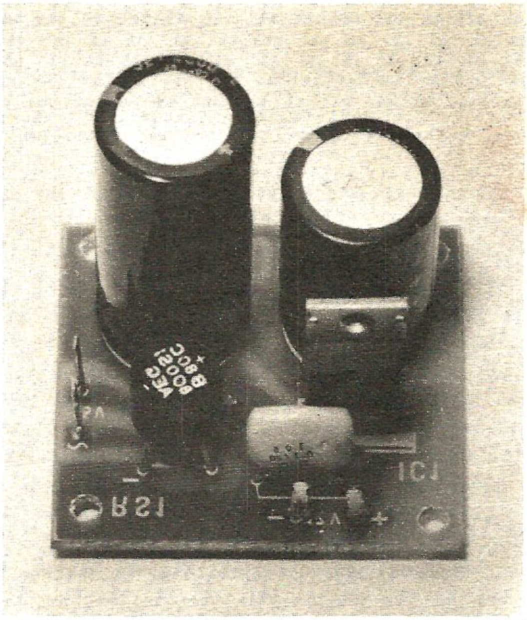


Fig. 7 Foto dell'alimentatore LX92 utilizzato per questo prescaler. In tale foto anche l'integrato IC1 è inserito sul circuito stampato: noi però consigliamo di applicarlo alla scatola metallica in modo che questa esplichi la funzione di aletta di raffreddamento.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per la realizzazione pratica di questo prescaler dovremo necessariamente impiegare il circuito stampato LX150, visibile a grandezza naturale in fig. 6 in quanto l'impedenza delle piste di tale circuito (che è in fibra di vetro, a doppia faccia) è stata calcolata in modo da realizzare il miglior adattamento d'impedenza possibile col cavo coassiale da 52 ohm che gli verrà applicato in ingresso e in uscita. In fig. 10 troverete poi riportato il disegno serigrafico impresso su tale circuito dal lato componenti, dal quale potrete rilevare immediatamente sia la disposizione dei terminali E-B-C del transistor TR1, sia la direzione verso cui deve risultare rivolta la tacca di riferimento presente sull'involucro dei tre integrati ECL.

Risultando tale circuito a doppia faccia ed essendo sulla parte superiore costituito per intero dalla pista di massa, i terminali di talune resistenze e condensatori che hanno un estremo a massa, dovranno necessariamente venire stagnati, nella posizione indicata, su questa faccia superiore, esempio R4 - C5 - R5 - R6 - DS1 - DS2 - C7 - C8 - C9 - C10.

Solo per qualcuno di essi invece, dovremo stagnare i terminali su entrambe le facce in quanto questi vengono sfruttati per permettere il collegamento elettrico fra la pista di massa superiore e quella inferiore. Effettuati questi collegamenti, procederemo nel montaggio, applicando e stagnando sul circuito stampato il trimmer R2, il quale come leggerete in seguito nel capitolo « Taratura », non solo deve risultare del tipo a multigiri, ma dovrà anche essere di ottima qualità, altrimenti risulterà problematico per non dire impossibile tarare l'integrato 11C06 per la sua massima sensibilità.

Anche il tipo di zoccoli su cui monteremo gli integrati può influire moltissimo sulla massima frequenza di lettura, quindi se volete lavorare nel campo delle UHF evitate di risparmiare sul costo utilizzando zoccoli economici facendovi attrarre dai loro colori più vivaci, bensì acquistate sempre zoccoli di alta qualità e basse perdite quali possono essere, ad esempio, gli zoccoli Texas di tipo più basso rispetto ai normali e di color nero. Non solo, ma ricordate che anche una saldatura imperfetta può compromettere gravemente le prestazioni del circuito, quindi nell'effettuare le saldature, non utilizzate mai pasta salda né stagnatori con punte mastodontiche, ma servitevi solo di stagno al 60% per radioriparatori provvisto di anima disossidante ed impiegate saldatori a punta fine. Evitate inoltre che il dissossidante sciogliendosi imbratti le piste adiacenti perché in questo caso, anche se l'ohmetro non ci segnala alcun contatto elettrico fra le due piste, considerate le frequenze in gioco, si ver-

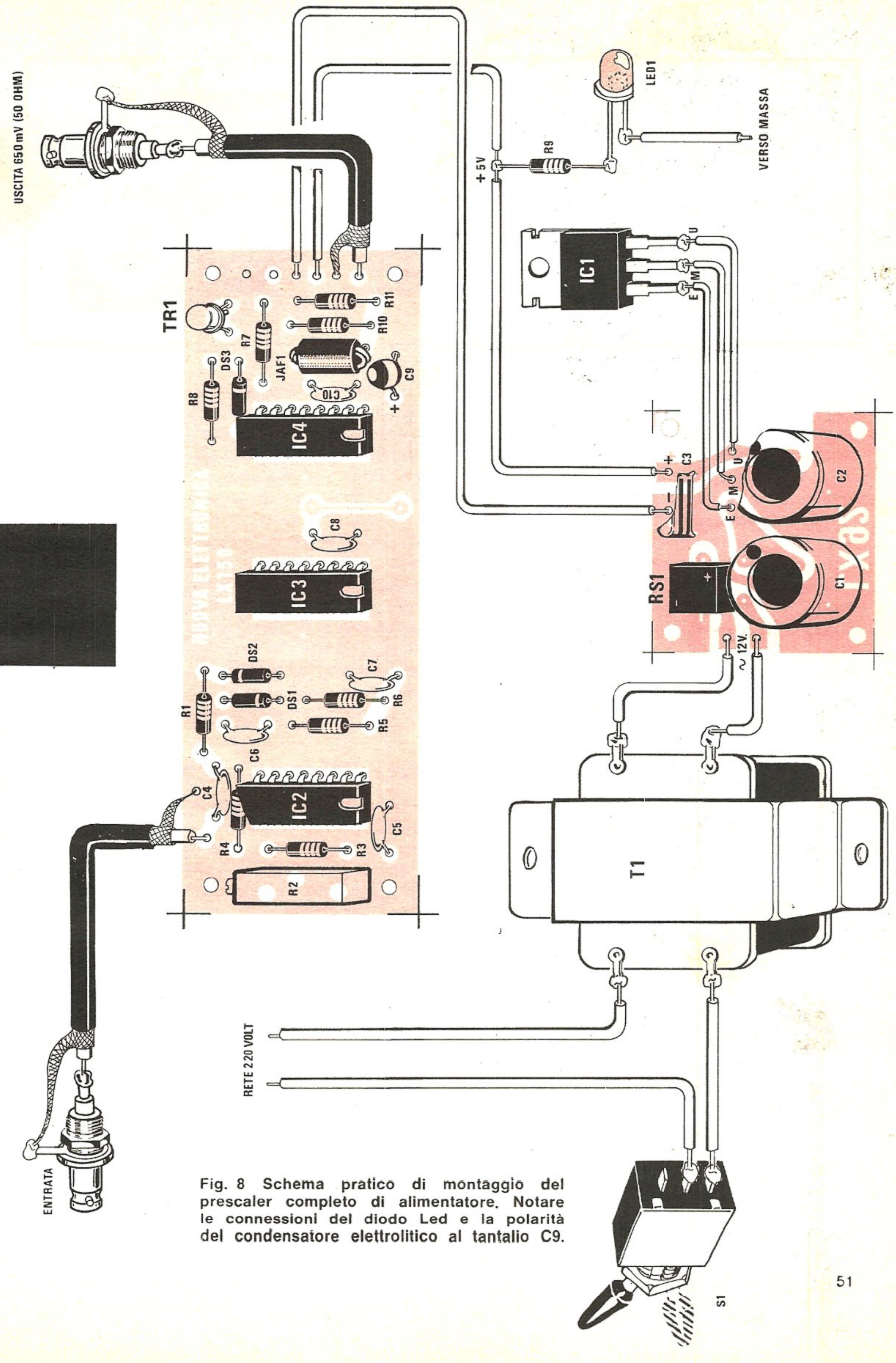
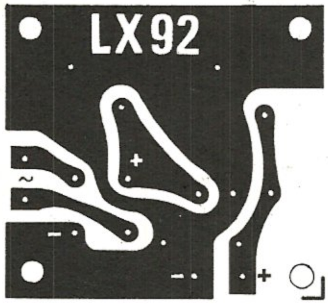


Fig. 8 Schema pratico di montaggio del prescaler completo di alimentatore. Notare le connessioni del diodo Led e la polarità del condensatore elettrolitico al tantalio C9.



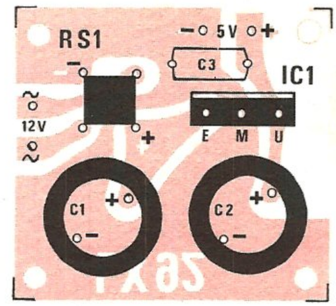


Fig. 9 Circuito stampato a grandezza naturale dell'alimentatore e relativa serigrafia riportata sullo stesso circuito.

ranno a predisporre tante potenziali piste di fuga per il segnale. Se quindi, a saldature terminate, noterete troppo disossidante sparso sul circuito stampato, pulitelo con un battufolo di cotone imbevuto in alcool o benzina o altro diluente soprattutto negli spazi che separano i terminali degli integrati, onde evitare che si possano avere fughe AF tra un terminale e l'altro. Come avrete compreso il segreto per aumentare la frequenza massima di lavoro non sta quindi solo nella scelta degli integrati, ma anche e soprattutto nell'accuratezza con cui viene effettuato il montaggio.

ALIMENTAZIONE

Per alimentare questo prescaler si possono adottare due soluzioni, la prima delle quali, consiste nel prelevare direttamente i 5,1 volt dall'alimentatore del frequenzimetro: questa strada è però sconsigliabile in quanto bisogna tener presente che l'assorbimento totale del circuito si aggira sui 160-200 milliamper, per cui si potrebbe correre il rischio di sovraccaricare troppo tale alimentatore.

La seconda soluzione, che è quella da adottare, che può essere realizzata prevede invece l'uso di un alimentatore indipendente utilizzando un progetto già presentato sul n. 35-36 di N.E. con la sigla LX92, opportunamente adattato per l'occasione.

Basterà infatti sostituire il trasformatore T1 di quel progetto con uno che fornisca in uscita sul suo secondario 8 volt 900 milliamper, ed impiegare l'integrato stabilizzatore μA7805 al posto del μA7821 per ottenere in uscita una tensione stabilizzata di 5,1 volt con una corrente massima di 800 mA. Il tutto potrà essere realizzato utilizzando il circuito stampato LX92 e seguendo lo schema pratico di montaggio di fig. 9 che si commenta da solo data la sua estrema semplicità.

Dobbiamo soltanto precisare che l'integrato stabilizzatore μA7805 durante la sua funzione si riscalderà sufficientemente quindi è consigliabile, anziché inserirlo direttamente sul circuito stampato, fissarlo ad una delle pareti laterali metalliche della scatola, collegandone i terminali ai relativi fori E-M-U (Entrata-Massa-Uscita Stabilizzata) dello stampato tramite fili di rame da 0,5 mm. isolati in plastica in modo da consentirgli di dissipare il calore prodotto. Poiché la superficie metallica presente sull'involucro dell'integrato risulta isolata dai terminali, la potremo fissare direttamente su qualsiasi parete metallica della scatola senza dover interporre alcun isolante. Fate comunque attenzione, nel collegare l'integrato, a non invertire fra di loro i terminali E.M.U.

MONTAGGIO FINALE E TARATURA

Come visibile nella foto di uno dei nostri prototipi, tutto il prescaler può esser collocato entro una scatola metallica di dimensioni assai ridotte.

Sul pannello frontale applicheremo le due prese BNC per cavo coassiale da 52 ohm che serviranno per l'*entrata* e l'*uscita* del segnale, l'interruttore di rete per fornire tensione al trasformatore di alimentazione, e una lampadina spia che potrà essere ottenuta con un diodo led con in serie una resistenza da 220 volt 1/2 watt alimentato dai 5 volt continui forniti in uscita dall'alimentatore.

Una volta sistemati all'interno della scatola il trasformatore, il circuito alimentatore LX92 ed il prescaler, provvederemo a collegare i terminali d'entrata e d'uscita presenti su quest'ultimo circuito ai bocchettoni BNC del pannello, utilizzando corti spezzoni di cavo coassiale da 52 ohm e ricordando di saldarne la calza metallica da una parte alla massa dello stampato e dall'altra al terminale sporgente esternamente dal bocchet-

tone. Terminato il montaggio potremo collegare il bocchettone BNC d'uscita del prescaler all'ingresso del frequenzimetro tramite un cavo coassiale esterno la cui lunghezza, pur non risultando critica, sarà tuttavia opportuno non superi i 40-50 cm.

Anche per il collegamento d'ingresso la lunghezza del cavo coassiale esterno non risulta critica (possedendo il nostro apparecchio un'impedenza d'ingresso di 52 ohm) comunque si fa presente che anche con le precauzioni da noi adottate, alla frequenza di 500 MHz, ogni metro di cavo coassiale introduce un'attenuazione di circa 0,2 dB, vale a dire che se noi applichiamo all'ingresso di un cavo lungo 1 metro un segnale di 140 mV, in uscita ne ritroveremo solo 135 e questo, per deboli segnali potrebbe già essere sufficiente a non permettere al frequenzimetro di effettuare una lettura.

Completato il montaggio potremo passare all'ultima operazione necessaria per portare il nostro prescaler nella condizione di funzionare, cioè alla taratura dell'unico trimmer presente in questo progetto (il trimmer a multigiri R2) il quale, come abbiamo detto, serve per regolare la polarizzazione del terminale 7 d'ingresso dell'integrato e e di conseguenza a regolare la sensibilità del prescaler.

Per far questo occorrerà innanzitutto, servendoci di un voltmetro elettronico o più semplicemente di un tester, ruotare il cursore del trimmer in un senso o nell'altro fino a trovare quella posizione in corrispondenza della quale sul terminale 7 dell'integrato risulta presente una tensione continua di *3,6 volt*.

Ottenuto tale valore di tensione su questo terminale, non crediate di aver già risolto il problema in quanto, come ora constaterete, questa è solo una prima grossolana taratura che ci servirà come base di partenza per raggiungere la massima sensibilità.

Vediamo quindi quali sono le altre operazioni da compiere premettendo che a questo punto bisognerebbe poter disporre di un generatore VHF da 600 e più MHz per prelevare da esso il segnale da applicare in ingresso, ma ben sapendo che pochissimi di voi, per non dire nessuno, possiede un tale strumento, vi consiglieremo di rimediare a questa lacuna procurandovi, presso qualche amico o qualche laboratorio (se già non lo possedete in proprio) un comune *oscillatore AF* (più facile da reperire) provvisto della gamma FM che va da 88 a 108 MHz e di collegarne l'uscita all'ingresso del nostro prescaler con un cavo coassiale da 52 ohm.

Scegliete quindi una frequenza il più alto possibile (ad esempio 108 MHz) e ruotate la manopola dell'attenuatore d'uscita verso il massimo (cioè nel senso in cui aumenta l'ampiezza del segnale), fino a leggere sul frequenzimetro il valore di frequenza generato. È noto comunque che tali generatori non sono molto precisi in fatto di frequenza, quindi non preoccupatevi se anche centrando l'indice della sintonia esattamente sui 108 MHz, sul frequenzimetro leggerete 107,5 oppure 108,9 MHz in quanto l'importante per noi ora è

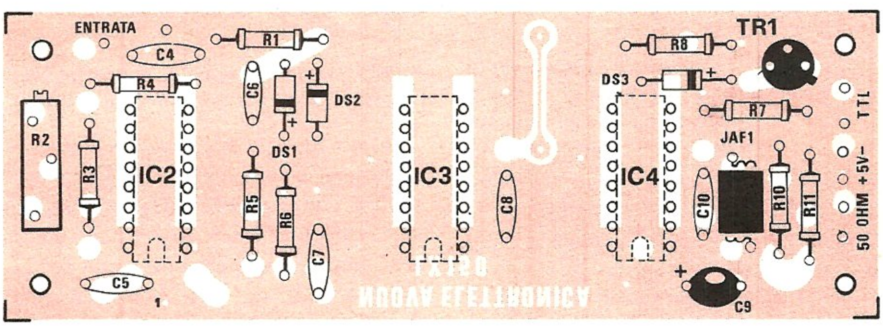


Fig. 10 Anche sul circuito stampato del prescaler troverete il disegno serigrafico dei componenti, che qui riportiamo per rendere ancor più agevole il montaggio al lettore. Si notino nel disegno le tacche di riferimento degli integrati, la polarità dei diodi, il punto di colore del condensatore al tantalio C9 e i terminali di entrata e di uscita.

poter disporre di un segnale AF idoneo a fornire una lettura al frequenzimetro e non la sua precisione.

Non stupitevi neppure del fatto di leggere sul frequenzimetro *10,8 MHz* anziché 108 MHz come sarebbe da aspettarsi perché, se ben ricordate, il nostro prescaler effettua complessivamente una divisione X 10 sulla frequenza del segnale che gli viene applicato in ingresso, quindi anche la lettura del frequenzimetro sarà ovviamente una lettura divisa X 10.

Per ottenere il valore effettivo della frequenza in esame sarà comunque sufficiente spostare il punto decimale di una posizione verso destra, così se ad esempio leggeremo 10,800 MHz, la frequenza effettiva sarà 108,00 MHz, mentre se leggeremo 10,730 MHz, la frequenza effettiva sarà 107,30 MHz. Lasciando in disparte queste considerazioni che tuttavia era necessario fare, torneremo ora ad occuparci della taratura ricordando che a questo punto, cioè quando sarete riusciti ad ottenere una lettura stabile ed esatta dal frequenzimetro, dovrete *ruotare ancora lentamente* la manopola dell'attenuatore verso il minimo fino a trovare quella posizione in cui la lettura del frequenzimetro assumerà bruscamente dei valori ben lontani dalla realtà (cioè potreste veder apparire ad esempio 52 o 70 MHz anziché i 108 MHz su cui risulta sintonizzato il generatore AF). A questo proposito potrebbe anche succedervi che fra i tanti numeri instabili che compariranno sulle nixie vi sia anche la frequenza di 108 MHz, ma essa verrà ben presto soppiantata da numeri casuali come, ad esempio, 107-92-45-103-79 ecc. ecc.

Tutto questo significa che il segnale AF applicato in ingresso al prescaler ha un'ampiezza inferiore rispetto a quella richiesta per poter pilotare l'integrato 11C06.

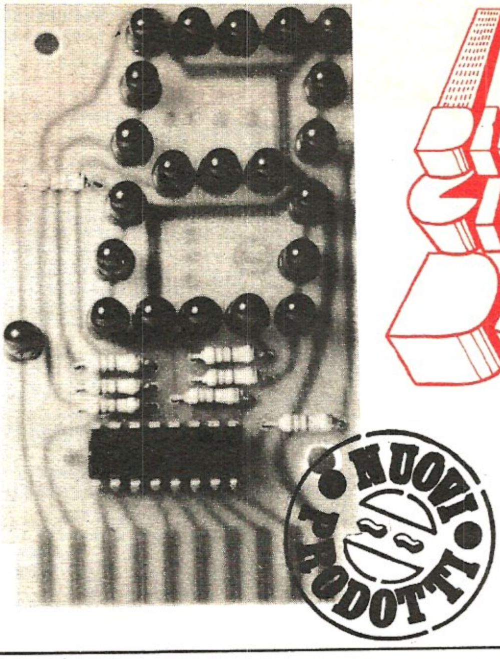
Ruotate quindi *ancora una volta* e *molto lentamente* il cursore del trimmer multigiri in un senso o nell'altro fino a trovare, dopo *tre* o *quattro* giri al massimo, quella posizione in corrispondenza della quale sul frequenzimetro si tornerà a leggere in modo molto stabile la frequenza di 108 MHz (cioè quella frequenza sulla quale è stato sintonizzato il generatore AF).

A questo punto agite nuovamente sull'attenuatore in modo da ridurre ulteriormente l'ampiezza del segnale in ingresso fintantoché la lettura non tornerà ad assumere quei valori instabili, ben lontani dal valore reale della frequenza in esame, come era già avvenuto in precedenza. Tornerete quindi a ruotare il cursore del trimmer a multigiri fino a far riapparire una lettura stabile e precisa sulle nixie, poi ruoterete nuovamente l'attenuatore verso il minimo e così via... Come avrete modo di rilevare, man mano che ridurrete l'ampiezza del segnale in ingresso, anche la taratura del trimmer diverrà più precisa, tanto che dai tre o quattro giri iniziali ci ritroveremo alla fine a compiere rotazioni di *1/4 di giro* e anche meno oltre le quali non si riuscirà più ad andare in quanto avremo già raggiunto la posizione di massima sensibilità.

A questo punto avrete certamente intuito la ragione per cui è assolutamente indispensabile impiegare su questo circuito un trimmer a multigiri, infatti con un trimmer normale non è assolutamente possibile ottenere quelle piccole variazioni di resistenza (dell'ordine di una frazione di ohm) che invece sono necessarie per raggiungere la massima sensibilità in ingresso. Prima di concludere vorremmo far notare, a scanso di equivoci, che anche se noi abbiamo utilizzato come esempio per la taratura del trimmer una frequenza di 108 MHz, questo non è assolutamente vincolante ai fini del risultato in quanto si può utilizzare per questo scopo qualsiasi segnale di AF (ad esempio 100 MHz, oppure 30 MHz, oppure ancora 12 MHz) con la certezza che in ogni caso, se l'apparecchio è tarato per la massima sensibilità a questa frequenza, lo sarà anche per tutte le frequenze superiori, cioè si otterranno sempre, anche nella peggiore delle ipotesi, quei valori che abbiamo riportato nella tabella all'inizio dell'articolo.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato in fibra di vetro, doppia faccia con serigrafia LX150	L.	2.000
Tutto il materiale occorrente per la realizzazione, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, integrati con relativi zoccoli, diodi, transistor, diodo led, ponte raddrizzatore, impedenza, trasformatore ed interruttore, circuito stampato dell'alimentatore e contenitore necessario per contenere il tutto .	L.	35.000
Spese postali per pagamento anticipato	L.	1.000
Spese postali per pagamento in contrassegno	L.	2.000





DS 15

Unità numerica da 1,5 pollici. Il **DS 15** è stato appositamente studiato per risolvere tutti i problemi lasciati insoluti o creati dai displays di piccole dimensioni. Ideale per tutti gli impieghi che richiedono una buona lettura a grandi distanze, quali macchine utensili, segnapunti, strumentazioni, contapezzi, orologi ecc.
Alla grande ed uniforme luminosità unisce un'esecuzione professionale con contatti dorati per il connettore.

CARATTERISTICHE

Ingresso: A B C D
Alim.: + 5V e + 15V (60mA e 90mA)
Blanking input / Ripple blanking output
Ripple blanking input
Punto decimale
Dimensioni: 81 x 46 x 16 mm
Dimensioni delle cifre: 38 x 29 mm

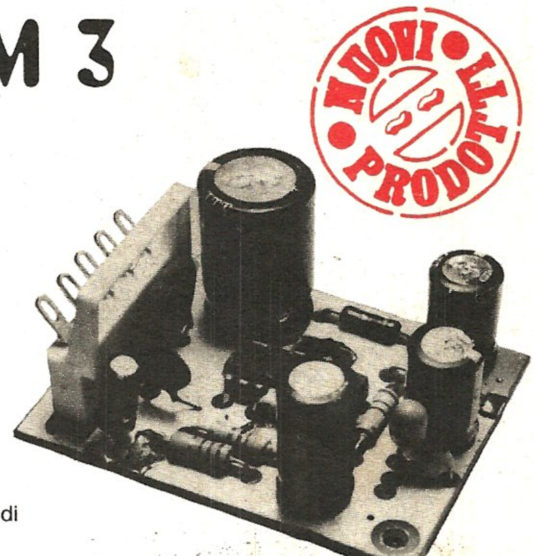
Montato e collaud.: **L. 13.800** (IVA inclusa)

DS 15 A

Versione del **DS 15** per impieghi in circuiti multiplexer.

Montato e collaud.: **L. 11.500** (IVA inclusa)

AM 3



L'ultimo nato della nostra famiglia di amplificatori a circuiti integrati. Studiato per completare la gamma delle basse potenze, grazie alla elevata elasticità d'impiego, si presta egregiamente per tutte quelle applicazioni che richiedano piccole dimensioni, consumo modesto e notevole potenza. Trova infatti i suoi impieghi principali come modulatore, mangianastri, sintonizzatori, supercompatti ecc.

CARATTERISTICHE

Alimentazione: 7,5 ÷ 18 Vcc
Pot. d'uscita max.: 4W eff. su 4Ω (dist. 0,5%)
Impedenza d'uscita: da 4 a 16Ω
Banda passante: 40 ÷ 40000 Hz a - 3 dB
Sensibilità regolabile: 15 ÷ 200 mV tarata a 65 mV
Impiega: 1 circuito integrato pari a 18 transistori e 10 diodi
Dimensioni: 60 x 45 x 34 mm

Montato e collaudato: **L. 5.300** (IVA inclusa)



GVH GIANNI VECCHIETTI
via L. Battistelli, 6/C - 40122 BOLOGNA - tel. 55.07.61.

RICHIEDETE
SUBITO
GRATIS
I DEPLIANTS
DEL NOSTRO
MATERIALE
ELETTRONICO

FANTINI ELETTRONICA

SEDE: Via Fossolo, 38/ne - 40138 BOLOGNA
conto corr. postale n. 8/2289 - Tel. 341494
FILIALE: Via R. Fauro, 63 - 00197 ROMA - Tel. 806017

MATERIALE NUOVO

TRANSISTOR

2N1711	L. 290	AF106	L. 200	BCY79	L. 250
2N3055 ATES	L. 800	BC107B	L. 170	BD159	L. 580
2N3055 R.C.A.	L. 1000	BC108	L. 170	BF194	L. 210
AC141	L. 200	BC109C	L. 190	5603-8W	L. 800
AC142	L. 200	BC177	L. 230	BSX29	L. 200
AD142	L. 650	BC178	L. 230	BSX81	L. 190

BA163 Varicap L. 400
MJ1000 - DARLINGTON 90W-TO3 L. 1600

FET

2N3819	L. 480	BF245	L. 600
2N5248	L. 650	2N4391	L. 480

UNIGIUNZIONE

2N2646	L. 670	2N4891	L. 670
2N2647	L. 800	2N4893	L. 670

PONTI RADDRIZZATORI E DIODI

B40C800	L. 330	OA95	L. 50	1N4007	L. 120
B80C2200	L. 700	1N4001	L. 70	1N4148	L. 50
B80C5000	L. 1.500	1N4004	L. 80	1N5400	L. 250

DIODI LUMINESCENTI (LED)

MV54	L. 500	verdi, arancio, gialli	L. 320
rossi	L. 180	GHIERE ∅ 5 mm	L. 50

PORTALAMPADE SPIA 12V L. 350
PORTALAMPADE SPIA neon 220V L. 350
Nixie ITT 5870S L. 2500

DISPLAY

FND70 (8 x 15)	L. 1.500	MAN 7	L. 1.800
TIL312 (11 x 20)	L. 2.100	LIT-33 (3 cifre)	L. 6.000

QUARZI MINIATURA MISTRAL 27.120 MHz L. 800

SN7400	L. 270	SN7475	L. 730	uA709	L. 680
SN74H00	L. 500	SN7490	L. 770	uA723	L. 930
SN7404	L. 400	SN7492	L. 850	uA741	L. 700
SN7410	L. 300	SN74121	L. 650	TAA611B	L. 850
SN7413	L. 700	SN74141	L. 900	TBA810	L. 1600
SN7447	L. 1100	NE555	L. 800	SG301AT	L. 1750
SN7448	L. 1100	MC852	L. 250	SG78XXCK	L. 2600

INTEGRATI C/MOS

CD4001	L. 370	CD4026	L. 3360	CD4047	L. 3360
CD4023	L. 370	CD4027	L. 730	CD4050	L. 620

DISSIPATORI a stella per TO5 h. 10 mm L. 150
ALETTE per TO5 in rame brunito L. 60
DISSIPATORI per TO3 dim. 42 x 42 x h. 17 L. 350

DIODI CONTROLLATI AL SILICIO

600V 6A	L. 1300	300V 8A	L. 950	60V-0,8A	L. 450
200V 8A	L. 850	200V 3A	L. 550	400V-3A	L. 760

TRIAC

400V-4,5A	L. 1.150	400V-10A	L. 1.450
400V-6,5A	L. 1.200	DIAC GT40	L. 250

ZENER 400mV - 3,3V - 4,7V - 5,1V - 6V - 6,8V - 7,5V - 9V - 12V - 20V - 23V - 28V - 30V L. 150
ZENER 1W 5% 5,1V - 9V - 12V - 15V - 18V L. 190
FOTORESISTENZE PHILIPS B073107 L. 600
TRASFORMATORE ALIM. 125/220 V 25 V/6 A L. 6.000
TRASFORMATORI ALIM. 50W 220V → 15+15V/4A L. 4.200
TRASFORMATORI ALIM. 4W 220V → 6+6V/400mA L. 1.200
TRASFORMATORI ALIM. 125V e 250V → 170V/10mA con presa a 7,5V L. 700
TRASFORMATORI ALIM. 125V e 220V → 170V/20mA con presa a 15V L. 1.000
VARIAC TRG102: Ingresso 220V - Uscita 0 ÷ 260V/0.8A - 02kVA L. 10.000
VARIAC TRN110: In. 220V - U.O.÷270V/4A L. 26.000
VARIAC TRN120: In. 220V - U.O.÷270V/7A L. 35.000
ALTOP. 45 - 8 Ω - 0,1 - ∅ 45 L. 600
ALTOP. PHILIPS bicono ∅ 150 - 6 W su 8 Ω - gamma freq. 40 - 17.000 Hz L. 2.700
ALTOP. ELLITTICO PHILIPS 70 × 155 L. 1.800
SALDATORI A STILO PHILIPS 25-50W L. 4.800
SALDATORE a pistola Elektrolune 220V/110W L. 6.500
SALDATORE ELEKTROLUME 220V/40W L. 2.200
ANTENNA VERTICALE AVI per 10-15-20 m. L. 16.000
ANTENNA DIREZIONALE ROTATIVA a tre elementi ADR3 per 10-15-20 m L. 70.000
BALUM SA1 - simmetrizzatore d'antenna L. 9.500
CAVO COASSIALE RG8/U al metro L. 440
CAVO COASSIALE RG11 al metro L. 420
CAVO COASSIALE RG58/U al metro L. 150
CAVETTO SCHERMATO MICROFONICO
— **CPU1 a 1 capo** al metro L. 110
— **M2035 a 2 capi** al metro L. 130
— **CPU3 a 3 capi** al metro L. 150
— **CPU4 a 4 capi** al metro L. 180

COMPENSATORI ceramici ad aria 50pF o 100pF L. 1.000
STAGNO al 60% tre anime resina ∅ 1,5
— Confezione 30 g. **L. 350** — Rocchetto 0,5 Kg. L. 2.800
INTERRUTTORI A LEVETTA 250V/2A L. 260
DEVIATORI DOPPI a levetta L. 400
PACCO da 100 resistenze assortite L. 1.000
PACCO da 100 condensatori assortiti L. 1.000
PACCO da 100 ceramici assortiti L. 1.000
PACCO da 40 elettrolitici assortiti L. 1.200
RELAYS FINDER 12V/3A - 3 sc. calotta plastica L. 1.700
RELAYS FINDER 12V/6A - 3 sc. a giorno L. 1.700
RELAYS 220V ca - 4 sc./15A L. 1.000
MOTORINO LESA 220 V a spazzole, per aspirapolvere con ventola centrifuga in plastica L. 1.000
MOTORINO LESA 220 V a spazzole per frullatore L. 1.000
MOTORE LESA PER LUCIDATRICE 220 V/550 VA con ventola centrifuga L. 5.000
MOTORINO LESA 220V ca a induzione L. 1.200
SIRENE ATECO
— AD12: 12V/11A - 132W - 12.100 giri/min. - 114 dB L. 13.000
CUSTODIE in plastica antiurto per tester L. 300
BIT SWITCH per programmi logici
— 1004 a 4 interruttori L. 3.500
— 1007 a 7 interruttori L. 4.850
— 1010 a 10 interruttori L. 5.750
PULSANTI L.M. per tastiere di C.E. L. 1.500
CONTATTI REED IN AMPOLLA DI VETRO
— lunghezza mm 20 - ∅ 2,5 L. 500
— lunghezza mm 32 - ∅ 4 L. 300
— lunghezza mm 48 - ∅ 6 L. 250
MAGNETINI per REED L. 200
RELAYS ceramici Allied control 2 sc - 12V/10A L. 3.000
CONTENITORE 16-15-8 - mm. 160 x 150 x 80 h L. 2.200
CONTENITORE 16-15-19 - mm. 160 x 150 x 190 h L. 3.200
MILLIAMPEROMETRI CHINAGLIA a 4 scale (Ω - V - A) per tester e provavalvole L. 5.000
STRUMENTI CHINAGLIA a b.m. con 2 e 4 scale, 2 deviatori incorporati, shunt a corredo
— 2,5 ÷ 5A/25 ÷ 50V L. 5.500
— 2,5 ÷ 5A/15 ÷ 30V L. 5.500
— 5A/50V L. 5.500
STRUMENTI INDICATORI MINIATURA a bobina mobile
— 100μA f.s. - scala da 0 a 10 - lung. mm. 20 L. 1.700
— 100μA f.s. - scala da 0 a 10 - orizzontale L. 1.700
— 200μA f.s. - indicatori stereo L. 3.400
TESTER ELETTRONICO UNIMER 1, 200k/V L. 26.000
ANALIZZATORE Universale Unimer 3, 20 kΩ/Vcc e 4 kΩ/Vca - con custodia L. 13.500
MULTITESTER PHILIPS 50.000Ω/V - SMT102 L. 22.000
PROVATRANSISTOR TS9 L. 13.800
POTENZIOMETRI a cursore 15kΩA + 1kΩA + + 7,5kΩB L. 500
POTENZIOMETRI a cursore 500kΩA + 1kΩA + + 7,5kΩB + int. L. 700
CAPSULE A CARBONE ∅ 38 mm. L. 600

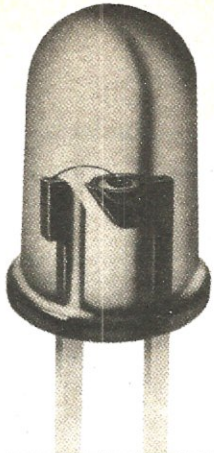
MATERIALE IN SURPLUS

SCHEDA OLIVETTI con circa 80 transistor al Si per RF, diodi, resistenze, elettrolitici ecc. L. 2.000
SCHEDA OLIVETTI per calcolatori elettronici L. 250
20 SCHEDE OLIVETTI assortite L. 2.500
30 SCHEDE OLIVETTI assortite L. 3.500
AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE uA711/C con schema L. 350
TRASFORM. E e U per finali 300mA la coppia L. 500
CONNETTORI SOURIAU a elementi componibili muniti di 2 spinotti da 25A o 5 spinotti da 5A numerati con attacchi a saldare. Coppia maschio e femmina L. 250
CONNETTORI IN COPPIA 17 poli tipo Olivetti L. 500
CONNETTORI AMPHENOL a 22 cont. per piastr. L. 150
CONTACOLPI ELETTROMECCANICI 4 cifre 12V L. 500
CONTACOLPI ELETTROMECCANICI 5 cifre 24V L. 500
CONTACOLPI ELETTROMECCANICI 4 cifre - 12V con azzeramento L. 1.800
MOTORINO a spazzole 12 V o 24 V / 38 W - 970 r.p.m. L. 2.000
CAPSULE TELEFONICHE a carbone L. 250
AURICOLARI TELEFONICI L. 200
PACCO 3 Kg materiale elettronico assortito L. 3.000
INTERRUTTORI a mercurio L. 400
CONTACOLPI meccanici a 4 cifre L. 350

Le spese di spedizione (sulla base delle vigenti tariffe postali) e le spese di imballo, sono a totale carico dell'acquirente.

Le spedizioni vengono fatte solo dalla sede di Bologna. Non disponiamo di catalogo.

LEVEL METER
con 16 diodi LED



Da qualche tempo, per l'indicazione del livello d'uscita negli amplificatori di BF, le Case costruttrici utilizzano, al posto del classico strumentino, una serie di diodi led che si illuminano dal basso in alto in numero più o meno rilevante a seconda del livello raggiunto dal segnale presente in uscita. Oggi anche voi, grazie a Nuova Elettronica, potrete sperimentare questo interessantissimo tipo d'indicatore.

Il lettore avrà certamente constatato che negli amplificatori di maggior pregio, il classico strumentino a lancetta utile ad indicare il livello d'uscita, è stato sostituito con una serie di diodi led applicati verticalmente sul pannello frontale i quali, in presenza del segnale di BF, si illuminano dal basso verso l'alto seguendo le variazioni del segnale stesso.

Normalmente tale serie si compone di circa 9 o 10 led per canale 6 dei quali risultano di colore *VERDE*, per indicare che il livello in uscita è regolare, mentre gli altri 3 sono di colore *ROSSO* per avvertire che il livello è superiore alla normalità, quindi l'amplificatore potrebbe anche distorcere.

Il motivo per cui ora si preferisce sostituire allo strumento il diodo led non è dettato solo dall'estetica, ma soprattutto dalla maggior precisione di questo tipo di indicatore rispetto al voltmetro a lancetta. Infatti non dobbiamo dimenticare che la lancetta dello strumento è in grado di indicarci solo il valore medio del livello di uscita e che l'inerzia della lancetta stessa non ci permette di rilevare i « picchi » istantanei i quali, se è vero che non hanno nessuna importanza quando si ascolta in altoparlante, è altrettanto vero che possono risultare « deleteri » nel caso in cui il segnale amplificato venga utilizzato per una registrazione su nastro magnetico, in quanto questo picco non rivelato dallo strumento può saturare la banda magnetica del nastro introducendo quindi un'elevata distorsione.

Lo strumento presenta poi lo svantaggio di risultare lineare per cui se lo si tara per ottenere un'indicazione al massimo segnale, la lancetta rimarrà immobile con segnali a livello più basso. Con un'indicatore a diodi led invece, tutti questi inconvenienti vengono praticamente eliminati in quanto anche con segnali a basso livello si accenderanno sempre almeno uno o due diodi, con un livello medio potremo vederne accesi quattro o cinque ed al massimo livello sei o sette. Se poi, ad esempio, tenendo l'amplificatore ad un livello medio in modo da avere sempre accesi 4 o 5 diodi, nel disco sarà presente un « picco » anche momentaneo di volume, tale comunque da portare il livello d'uscita per pochi secondi ad un gradino superiore, noi vedremo accendersi un numero maggiore di diodi (cioè 6 o 7 o anche più) indicazione questa che uno strumento a lancetta non avrebbe potuto fornirci e che in ogni caso non sarebbe mai stata così evidente come può esserlo un « punto luminoso », visibile anche se ci troviamo ad una certa distanza dall'amplificatore.

È ovvio che più sono i led impiegati, maggiore risulta la precisione dell'indicazione, ma è altrettanto ovvio che aumentando il numero dei led, essendo i circuiti finora utilizzati dalle Case per realizzare questi VU-METER, né moderni, né eco-

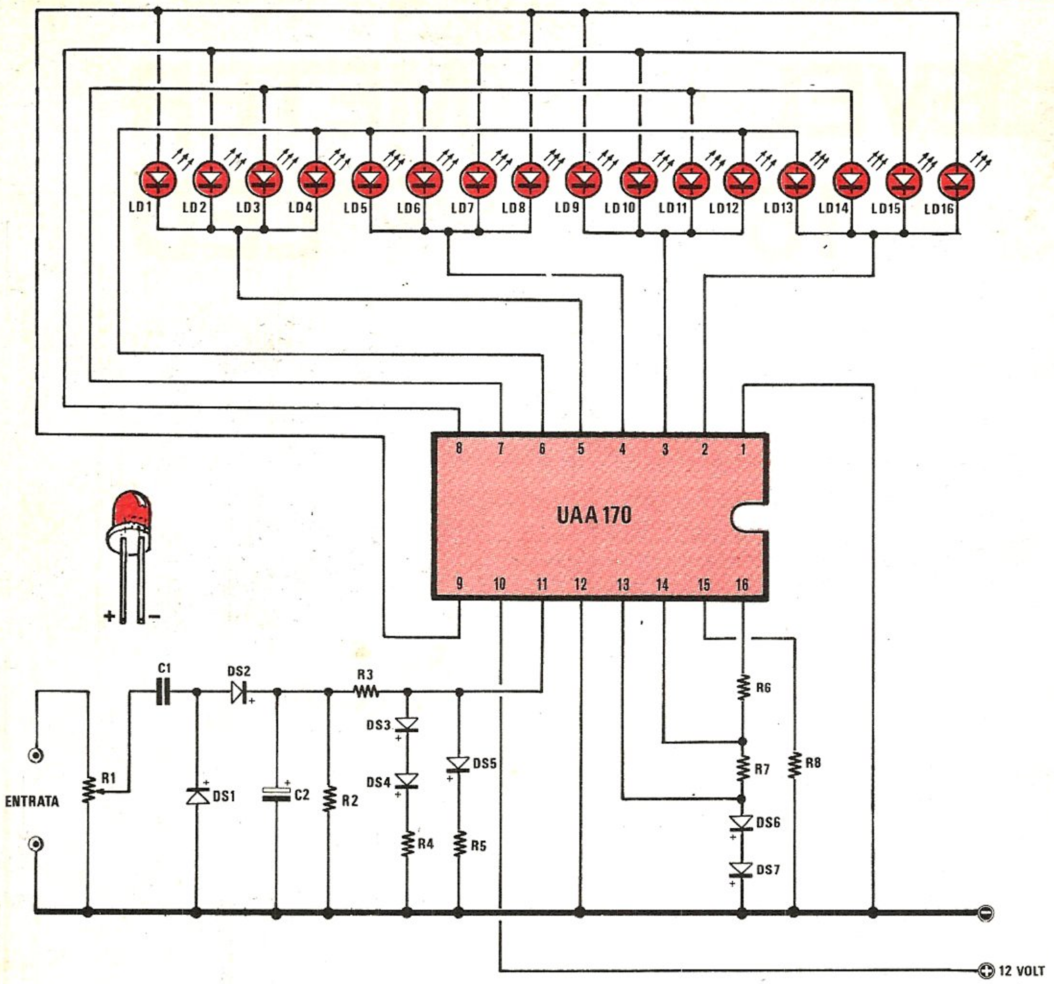
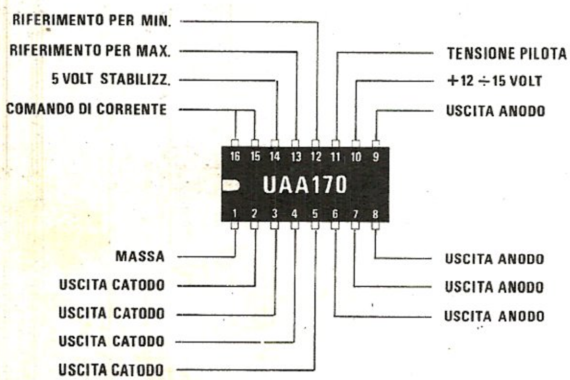


Fig. 1 Schema elettrico del VU-Meter e connessioni dei diodi led e dell'integrato UAA170.



R1 = 10.000 ohm Trimmer
R2 = 150.000 ohm 1/4 watt
R3 = 470.000 ohm 1/4 watt
R4 = 390 ohm 1/4 watt
R5 = 33.000 ohm 1/4 watt
R6 = 10.000 ohm 1/4 watt
R7 = 33.000 ohm 1/4 watt
R8 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 150.000 pF poliestere
C2 = 1 mF elettrolitico 16 volt
DS1 a DS7 = diodi 1N4148 - 1N914 oppure FDH900
IC1 = integrato UAA170
16 diodi led

nomici, ogni diodo richiede l'impiego di un transistor o di un SCR, quindi si aumenta di pari passo anche il costo del progetto. Per questo solo sugli amplificatori di una certa classe troverete 9 o 10 led come abbiamo accennato in precedenza, mentre su amplificatori di minori pretese potrete trovarne 6 o 7 al massimo. Noi invece, grazie anche alla collaborazione di una famosissima industria tedesca, oggi vi presentiamo uno schema che, oltre a semplificare enormemente la realizzazione, risulta più economico, perfetto e preciso di qualsiasi altro circuito analogo esistente in commercio, permettendo il medesimo di ottenere un VU-METER con 16 diodi led contro i 9 o 10 massimi che si possono trovare sugli amplificatori commerciali.

Ognuno di voi avrà così la possibilità di inserire questo indicatore di livello su qualsiasi amplificatore, anche quelli di bassissima potenza come ad esempio 0,5-1 watt, ottenendo quindi un impianto modernissimo e di « effetto », poiché vedere questa fila di led accendersi successivamente seguendo le variazioni di volume del suono offrirà allo spettatore la sensazione di disporre di « luci psichedeliche » in miniatura collegate al proprio amplificatore. Per la realizzazione di questo circuito VU-METER si è utilizzato l'integrato UAA.170 della Siemens costruito essenzialmente per sostituire la scala parlante meccanica ad indice di un qualsiasi ricevitore TV o FM con una scala luminosa a diodi led. In pratica, poiché su questi ricevitori la sintonia viene sempre effettuata con l'aiuto di diodi varicap (diodi a capacità variabile), era necessario, se si voleva sostituire la scala meccanica con una ottica, un « integrato » in grado di indicare visivamente le variazioni di tensione applicate a questi diodi varicap mediante l'accensione di un ben determinato diodo led, in modo che l'osservatore potesse stabilire, in base al led che si accendeva, su quale frequenza o canale risultasse sintonizzato il ricevitore.

Ammesso quindi che sui diodi varicap fosse stato necessario 1 volt per sintonizzarsi sul canale 1, una tensione di 1,1 volt per il canale 2, una tensione di 1,2 volt per il canale 3 ecc., in corrispondenza di ognuno di questi livelli si doveva accendere rispettivamente il diodo 1, poi il 2, poi il 3 ecc. fino ad un massimo di 16 led. Conoscendo l'esistenza di questo integrato, modificare lo schema consigliato per ottenere, anziché un indicatore di sintonia, un indicatore di livello d'uscita, è stata cosa semplicissima. Poiché infatti tale integrato risulta perfettamente lineare come un qualsiasi strumento, tanto che lo si potrebbe utilizzare come un vero e proprio voltmetro a diodi led, si è trattato soltanto di adottare un circuito d'entrata che anziché risultare lineare (presentando quindi lo stesso difetto dello strumentino a lancetta), risultasse semilogaritmico.

In altre parole abbiamo dovuto modificare il circuito per ottenere, anziché un'indicazione lineare in volt, un'indicazione in decibel, che come sappiamo è logaritmica.

Possiamo anche precisarvi che con lo schema adottato siamo riusciti ad ottenere una differenza di circa 2 dB per ogni led, cioè una variazione totale di circa 28-30 dB.

Questo significa ad esempio che se noi tariamo lo strumento in modo che si accenda il primo led con una tensione d'ingresso di 1 volt, il 16° led si accenderà solo quando tale tensione raggiungerà i 28-30 volt, mentre se noi lo tariamo in modo che il 1° led si accenda con una tensione

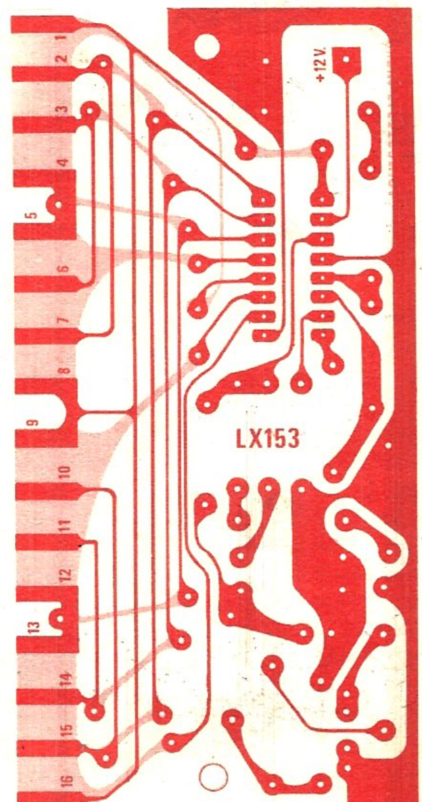
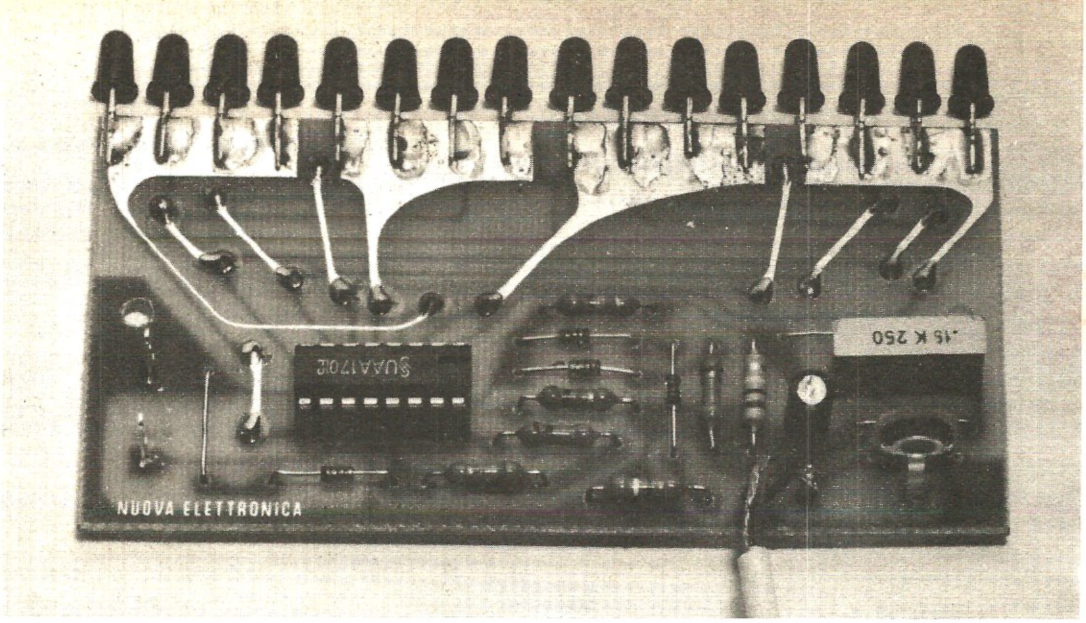


Fig. 2 Circuito stampato a doppia faccia in grandezza naturale necessario per la realizzazione di questo progetto.



d'ingresso di 200 millivolt, il 16° led si accenderà solo quando tale tensione raggiungerà i 4-6 volt.

Come potrete poi constatare, se i 16 led risultassero per voi eccessivi, potrete limitarne il numero senza apportare alcuna modifica al circuito (cioè utilizzare ad esempio solo 10 o 12 led).

Il nostro consiglio è comunque quello di sfruttare al completo il progetto in quanto, limitando il numero dei led, si risparmia solo sul costo di questi ultimi (cioè poche centinaia di lire) non essendoci nessun SCR o transistor che li pilota come accade invece sulla maggioranza dei circuiti commerciali.

SCHEMA ELETTRICO

Esaminando lo schema elettrico di questo VU-METER visibile in fig. 1 si può notare che il componente essenziale è proprio l'integrato UAA.170 in quanto è sufficiente applicare sul suo ingresso (piedino 11) una tensione continua per ottenere, a seconda del livello di tale tensione, l'accensione graduale dei 16 led collegati direttamente sulle uscite del medesimo.

Quindi estrema facilità di realizzazione, semplicità di impiego e di adattamento a qualsiasi tipo di amplificatore, anche perché l'integrato può essere alimentato con una qualsiasi tensione continua non « stabilizzata » compresa tra i 12 e i 15 volt (non superare mai i 18 volt per non metterlo fuori uso).

Il segnale di BF prelevato sull'uscita dell'amplificatore, verrà applicato ai capi del trimmer R1 utile per dosare, a seconda della potenza dell'amplificatore stesso, il segnale che dovrà poi essere rivelato dai diodi DS1-DS2 impiegati come raddrizzatori-duplicatori di tensione. Normalmente per ottenere l'accensione dei 16 diodi con lo schema presentato è necessaria, sul piedino 11, una tensione massima di circa 1 volt, come indicato dalla seguente tabella.

Fig. 3 A realizzazione ultimata questo progetto si presenterà come vedesi in questa foto. Si noti come debbono risultare fissati sul circuito stampato i 16 diodi led.

diodo LED acceso	Segnale in ingresso (Volt efficaci)	Volt continui sul condensatore C2	Volt sul piedino n. 11 di IC1
1	0,1	0,01	0,01
2	0,2	0,02	0,02
3	0,24	0,04	0,04
4	0,29	0,08	0,06
5	0,35	0,16	0,12
6	0,37	0,2	0,15
7	0,40	0,28	0,17
8	0,45	0,35	0,2
9	0,5	0,45	0,24
10	0,6	0,7	0,28
11	0,65	0,82	0,30
12	0,72	0,96	0,32
13	0,82	1,2	0,34
14	0,86	1,28	0,30
15	1,1	1,6	0,40
16	1,2	2,3	0,46

Il condensatore elettronico C2 e la resistenza R2 applicata in parallelo allo stesso determinano la costante di tempo dell'accensione dei led cioè aumentando il valore di R2 oppure quello di C2 si aumenterà l'inerzia del circuito e di conseguenza, a parità di impulso in ingresso, si vedrà accendersi un numero minore di led.

Il lettore potrà quindi provare, per R2, i tre seguenti valori: 100.000 ohm-120.000 ohm-150.000 ohm, ed in seguito adottare, a suo insindacabile giudizio, quello che gli offrirà l'effetto più piacevole. Dopo la resistenza R3, tra il piedino 11 e la massa, troviamo un circuito composto da dei diodi al silicio in serie una resistenza (R4 ed R5 rispettivamente) i quali sono stati inseriti, come si potrebbe supporre, per protezione, bensì per ottenere l'accensione dei led in scala logaritmica.

Sapendo infatti che un diodo al silicio non può condurre se la tensione non supera un certo valore quando l'ampiezza del segnale in entrata risulterà inferiore, esso giungerà direttamente al piedino 11. Se questo aumenta, il diodo DS5 inizierà a condurre provocando ai capi della resistenza R5 una caduta di tensione proporzionale al segnale stesso.

Aumentando ancora il livello di quest'ultimo, entrerà infine in funzione il circuito costituito dai due diodi in serie DS3-DS4 il quale contribuirà definitivamente ad ottenere una risposta logaritmica dal circuito. In altre parole, essendo nostra intenzione che all'aumentare del segnale si ottenga un'accensione logaritmica dei 16 led, abbiamo dovuto adottare questo accorgimento che, oltre a risultare il più semplice, ci è sembrato anche molto efficace.

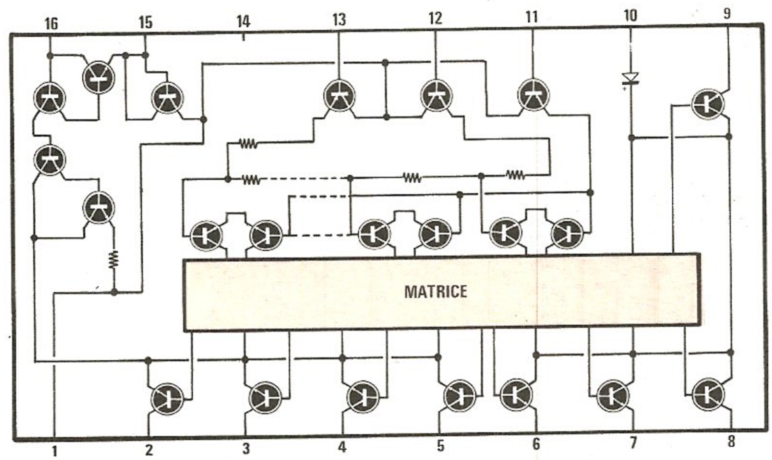


Fig. 4 Schema elettrico interno dell'integrato UAA170 impiegato per la realizzazione di questo VU-Meter.

È ovvio che eliminando dal nostro circuito questi diodi, l'accensione dei led risulterà lineare, quindi coloro che per altre applicazioni avessero necessità di disporre di un'indicazione lineare, come ad esempio quando si vuole realizzare una scala parlante per ricevitori la cui sintonia venga effettuata variando la tensione ai capi di un certo numero di diodi varicap, potranno sfruttare tali variazioni di tensione (applicandole sull'entrata dell'integrato UAA170) per rilevare dall'accensione dei diodi led su quale punto è stata predisposta la sintonia. Vorremmo anche aggiungere che variando il valore della resistenza R6 si ottiene una variazione inversamente proporzionale della luminosità dei led, cioè aumentando il valore di R6 diminuisce di pari passo la luminosità (da notare che il valore da noi consigliato per questa resistenza rappresenta un limite inferiore, cioè non è consigliabile diminuirlo se non si vuole correre il rischio di mettere fuori uso i led).

I 16 diodi led, come potrete constatare, vanno collegati ai terminali dell'integrato UAA170 in gruppi di 4, cioè i catodi dei primi 4 diodi si collegheranno al piedino 5, i secondi 4 al piedino 4, il terzo gruppo al piedino 3 ed il quarto al piedino 2.

Da notare che i diodi che fanno capo al piedino 5 si illumineranno alle tensioni più basse, mentre quelli applicati al piedino 2 si accenderanno alle tensioni più alte.

Gli anodi di tutti questi 16 diodi led sono invece collegati ai piedini 6-7-8-9 dello stesso integrato secondo la seguente combinazione:

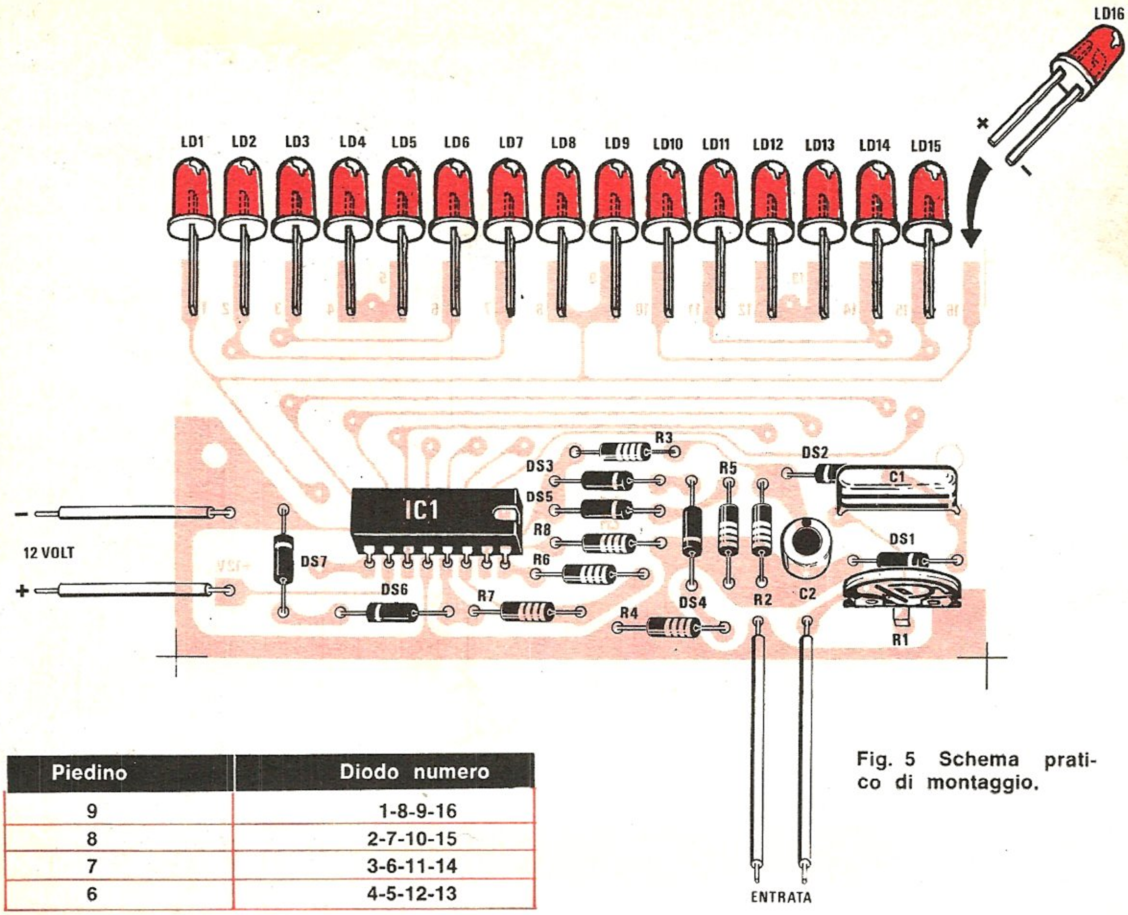


Fig. 5 Schema pratico di montaggio.

Piedino	Diodo numero
9	1-8-9-16
8	2-7-10-15
7	3-6-11-14
6	4-5-12-13

Importante ricordarsi, quando collegherete questi diodi al circuito stampato, di non invertire gli anodi con i catodi, perché in questo caso i diodi non potranno accendersi.

Nota: se l'amplificatore che collegherete in ingresso ha una potenza d'uscita inferiore ai 10 watt, è necessario cortocircuitare il diodo DS7, cioè sostituire sul circuito stampato tale diodo con un ponticello in filo di rame.

REALIZZAZIONE PRATICA

Se vorrete realizzare questo VU-METER senza utilizzare il circuito stampato LX153 visibile a grandezza naturale in fig. 2 risulterà alquanto problematico il collegamento dei diodi led ai terminali dell'integrato. Troppe infatti risulterebbero le connessioni da effettuare per collegare questi diodi in gruppi di quattro e quattro, cosicché al termine della realizzazione avremmo come risultato un complicato groviglio di fili con inevitabili errori.

Il circuito stampato invece elimina al completo tutte queste difficoltà e nello stesso tempo ci permette di ottenere un montaggio esteticamente già idoneo per essere installato sul pannello frontale dell'amplificatore sul quale dovrete ovviamente praticare dei fori in corrispondenza dei vari led che si troveranno così giustamente distanziati.

Anche in un montaggio stereo la soluzione da noi adottata ci permetterà di collocare le due file di led verticalmente uno accanto all'altra oppure orizzontalmente o, come in certi amplificatori commerciali, in modo da formare una V.

I diodi led, come vedesi anche nella foto, sono fissati su un bordo del circuito stampato e sufficientemente distanziati per poterli inserire nei fori che praticheremo sul pannello frontale dell'amplificatore.

Prima di montare i led si consiglia comunque di fissare tutti gli altri componenti compreso lo zoccolo dell'integrato, e prima ancora di far questo, è assolutamente necessario effettuare il collegamento fra le piste superiori e quelle inferiori dello stampato, che risulta a doppia faccia. Questa operazione non è difficile e andrà eseguita utiliz-

zando degli spezzoni di filo di rame nudo 0,2-0,3 mm, ripiegandone un estremo a L (facendo in modo che l'estremità piegata non risulti troppo lunga da andare a contatto con qualche pista adiacente), quindi stagnandolo sul bollino di rame. Rivolterete poi il circuito stampato, piegherete dalla parte opposta (sempre a L) lo spezzone di filo, lo accorcerete con un paio di forbici di tanto quanto necessario, quindi lo stagnerete sul bollino di rame. Una volta collegate le piste superiori con quelle inferiori ed inseriti tutti gli altri componenti negli appositi spazi, potrete applicare al circuito i diodi led.

Prima di compiere questa operazione dovremo però aver già ben chiaro in mente come e dove applicare la piastra sull'amplificatore in quanto, sfruttando la lunghezza dei terminali dei led, possiamo tenere gli stessi più o meno vicini al circuito stampato vicinissimo al pannello frontale dell'amplificatore, potremo tenere i diodi led appoggiati fino in fondo (in questo caso però è necessario accorciarne i terminali onde evitare che questi vadano a contatto con le altre piste), mentre se il nostro amplificatore è dotato di un contropannello, quindi la piastra con i led non può essere appoggiata vicino al frontale, dovremo stagnare i terminali di questi led in modo che gli stessi risultino distanziati di tanto quanto è necessario per poter fuoriuscire dal pannello.

Nel collegare i diodi led fate attenzione, come abbiamo detto, a non invertire i terminali, cioè tutti i catodi andranno collegati sul lato « componenti », mentre gli anodi sul lato « saldature ». Normalmente c'è chi preferisce impiegare, su circuiti di questo genere, diodi led di colore diverso cioè, ad esempio, i primi 12 di colore verde o giallo e gli ultimi quattro di color rosso per indicare il limite massimo.

Tale soluzione comporta un solo svantaggio, cioè quello di costare di più in quanto i diodi verdi o gialli costano il doppio di quelli rossi. A nostro parere comunque, utilizzando tutti e 16 i diodi di color rosso si ottiene un effetto migliore, poiché vedere questi pallini rossi accendersi è più attraente che non vederne dei gialli o dei verdi. Sempre a nostro avviso, anche se negli amplificatori commerciali si segue la regola opposta, cioè si utilizza il color giallo o il verde per i segnali di potenza normale e il rosso per l'eccedenza, è preferibile capovolgere tale regola, cioè utilizzare i diodi rossi per i segnali normali e quelli gialli o verdi per l'eccesso.

La particolare disposizione delle piste di rame sul circuito stampato vi aiuterà a tenere i diodi distanziati in egual misura uno dall'altro purché nello stagnarne i terminali si faccia attenzione a tenerli tutti bene in fila. Terminato il montaggio, il circuito funzionerà all'istante, quindi dopo aver inserito l'integrato facendo attenzione che la tacca di riferimento presente sul suo involucro sia rivolta nel verso giusto (deducibile dalla serigrafia), potrete alimentare il tutto con una tensione di 12 volt circa e controllare l'efficienza del vostro VU-METER applicando sui terminali d'ingresso il segnale prelevato dall'uscita di un amplificatore o di una radio.

Il trimmer R1 serve, come abbiamo detto, per dosare il segnale in entrata sul piedino 11 dell'integrato in funzione della potenza dell'amplificatore, operazione questa che potrete effettuare senza l'ausilio di alcun strumento ruotando al massimo il volume dell'amplificatore e ritoccando tale trimmer fino a quando l'ultimo diodo led che riuscirà ad accendersi senza che il segnale sia distorto sarà, ad esempio il 14° o il 13°.

Tale led (cioè il 14° o il 13°) verrà così fissato automaticamente come punto a 0 dB, e da esso, scendendo verso il basso, avremo un'indicazione di −2dB per ogni led (cioè −2, −4, −6, −8 ecc.), mentre salendo verso l'alto avremo un aumento di 2 dB per ogni led (cioè +2, +4, +6). È ovvio che ciascuno sceglierà il punto 0 dove meglio gli aggrada, comunque noi consigliamo di effettuare questa taratura appunto sul 14° led in modo che il 15° e il 16° si accendano solo con segnali eccedenti il massimo volume, cioè con segnali evidentemente distorti. Constatata l'efficienza del circuito e tarato il trimmer R1, potrete infine montare questo VU-METER sul vostro amplificatore facendo veramente crepare d'invidia i vostri amici in quanto solo sugli amplificatori commerciali di altissima classe si trovano indicatori di questo genere.

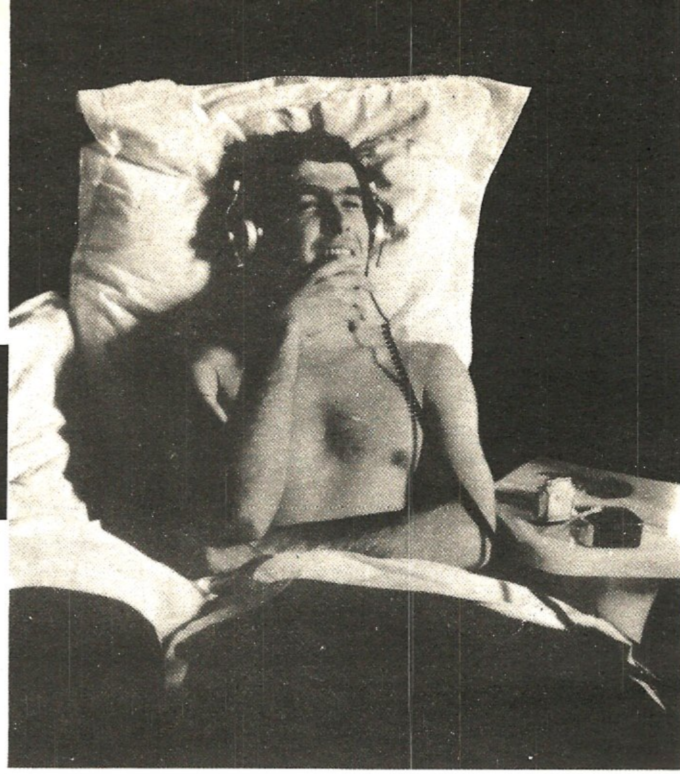
Se poi realizzerete il tutto con una certa « finesse », ad opera ultimata il vostro amplificatore ne uscirà talmente valorizzato da non aver proprio nulla da invidiare a quei « mostri sacri » esistenti in commercio.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX153 in fibra di vetro	L. 2.500
Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, diodi al silicio, diodi led, trimmer e un integrato UAA170 con relativo zoccolo	L. 10.000

Al costo occorre aggiungere L. 1.000 per spese postali con pagamento anticipato e lire 1.500 con pagamento in contrassegno.

UN Hi-Fi



Il « virus » dell'alta fedeltà ha giustamente influenzato un po' tutti noi, non solo perché essa ci consente di portare una vera orchestra in casa nostra, ma anche perché è motivo di orgoglio mostrare agli amici il proprio amplificatore soprattutto se questo è stato realizzato con le nostre stesse mani. La soddisfazione poi che se ne ricava nel sentire un amico decretare che siamo dei « genii dell'elettronica » ci induce sempre, inconsciamente, ad alzare il controllo di volume e dei toni per dimostrare che quei comandi che abbiamo disposto con cura sul pannello frontale funzionano tutti regolarmente e forse meglio di quelli di un amplificatore Hi-Fi di tipo commerciale. Purtroppo però questo virus, oltre ad essere contagioso, fa spesso perdere il controllo dell'equilibrio alle sue vittime in quanto, se dapprima ci si accontenta di una potenza di 15+15 watt o anche meno, ben presto si desidera passare, per elevarsi ad un gradino superiore, ad un complesso da 40+40 watt, poi da 60+60 watt e così di seguito, senza tener conto che in un condominio come quelli dove la maggior parte di noi risiede, già alzando il volume a soli 5 watt si provocano le ire dei vicini i quali, picchiando con i pugni contro il muro, ci impongono senza complimenti di « limitare il frastuono ».

Così tutta quella potenza che abbiamo voluto avere a disposizione, rimane nella stragrande maggioranza dei casi completamente inutilizzata. Solo quei lettori che possiedono una villetta personale (e non pensiamo siano tanti) possono permettersi il lusso di agire incondizionatamente sul « volume », ma anche in questo caso dobbiamo aggiungere « familiari permettendo », perché succede sempre che ai giovani piace un tipo di musica non gradita ai « matusa » e viceversa, ragion per cui, se si vogliono evitare spiacevoli scontri verbali col nostro prossimo, occorre adattarsi a sfruttare la « presa cuffia » e con essa godersi in pace, a qualsiasi ora, le note musicali incise sul nostro disco preferito.

Anche se molti considerano la cuffia un « surrogato » dell'altoparlante, vorremmo tuttavia precisare che questa presenta dei vantaggi rispetto ad esso in quanto, ad esempio, ci permette di esaltare al massimo livello l'effetto stereo facendo pervenire a ciascun orecchio separatamente il suono di un solo canale, condizione questa che non sempre si riesce ad ottenere con due casse acustiche, a meno che non si disponga di una stanza appositamente ammobiliata in funzione dell'acustica.

La cuffia inoltre ci permette di entrare in possesso di un impianto « stereo Hi-Fi » con un notevole risparmio sul costo globale in quanto scegliendo questa soluzione si elimina il costo di due casse acustiche con relativi altoparlanti e filtri di cross-over e si diminuisce pure notevolmente il costo dell'amplificatore e del relativo alimentatore. Non solo ma un complesso « stereo » a cuffia occupa molto meno spazio rispetto ad un complesso stereo normale e anche se questo a prima vista potrebbe sembrare un particolare insignificante,

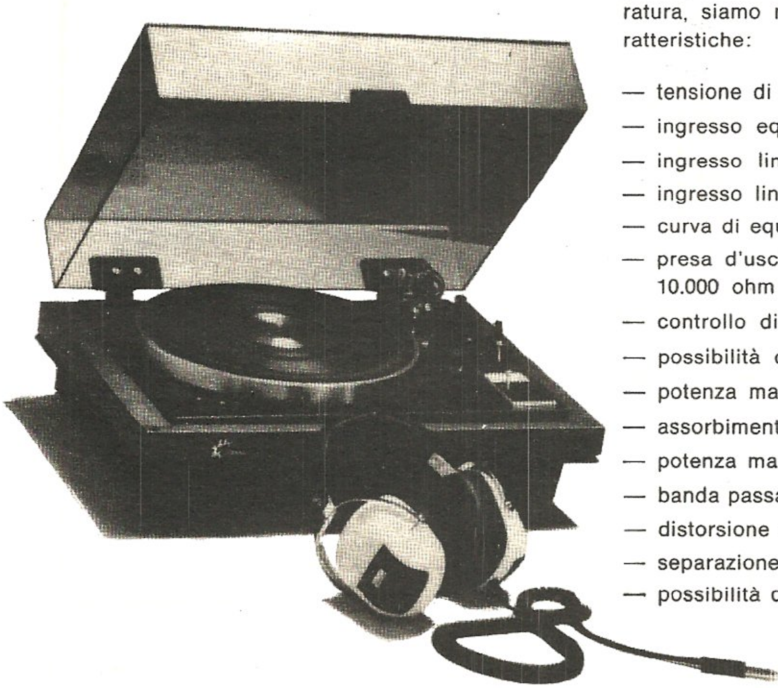
A chi desidera introdursi nell'alta fedeltà con un minimo di spesa, consigliamo di realizzare questo amplificatore stereo il quale vi permetterà non solo di ascoltare i vostri dischi preferiti nel migliore dei modi, ma anche di ascoltarli a qualsiasi ora senza disturbare chi non apprezza le vostre notturne estasi musicali.

STEREO per la vostra CUFFIA

non lo è invece per chi abita in un appartamento angusto e soprattutto per chi ha a che fare con una moglie gelosa dell'arredamento casalingo.

In questo caso infatti è inutile tentare di riservarsi un po' di spazio in salotto o in camera da letto per piazzare le casse acustiche in modo da ottenere la migliore riproduzione possibile in quanto « l'angolo a sinistra deve essere occupato dalla poltrona », « sulla parete di fronte va fissato il quadro con la veduta di Napoli », « quest'altra parete va lasciata completamente libera altrimenti stona » e così di seguito sarete costretti a sentire mille altre argomentazioni che ben presto vi toglieranno ogni speranza di poter applicare in pratica la vostra idea.

L'amplificatore per cuffia invece ha dimensioni talmente ridotte che all'occorrenza può essere occultato anche all'interno di un cassetto, costa poco, quindi evita ulteriori litigi con la moglie, e soprattutto ci offre il vantaggio di poter finalmente ascoltare a qualsiasi ora i nostri dischi preferiti senza disturbare vicini e familiari.



SCHEMA ELETTRICO

Osservando lo schema elettrico di questo amplificatore (visibile in fig. 1), noteremo che in esso si fa uso ancora una volta dell'integrato SN76131, un doppio amplificatore operazionale che già abbiamo avuto modo di conoscere sul n. 40-41 allorché vi è stato presentato il preamplificatore stereo Hi-Fi modello LX138.

Utilizzando questo integrato il quale, racchiude al suo interno 16 transistor, 6 diodi e 17 resistenze collegati fra di loro in modo da formare due preamplificatori bilanciati e compensati in temperatura, siamo riusciti ad ottenere le seguenti caratteristiche:

— tensione di alimentazione = duale 12+12 volt
— ingresso equalizzato per pick-up magnetico
— ingresso lineare per pick-up piezo
— ingresso lineare ausil. con sensibilità 100 mV.
— curva di equalizzazione R.I.I.A. = a +−0,5 dB
— presa d'uscita per registratore con impedenza 10.000 ohm
— controllo di volume separato per ogni canale
— possibilità di « muting » a − 10 dB
— potenza max. d'uscita indistorta = 200 mW.
— assorbimento a vuoto = 30-35 milliamper
— potenza massima di picco = 400 milliwatt
— banda passante = da 10÷100.000 Hz a − 0,7 dB
— distorsione a 200 milliwatt = 0,08%
— separazione fra i canali = 100 dB
— possibilità di ascolto mono o stereo

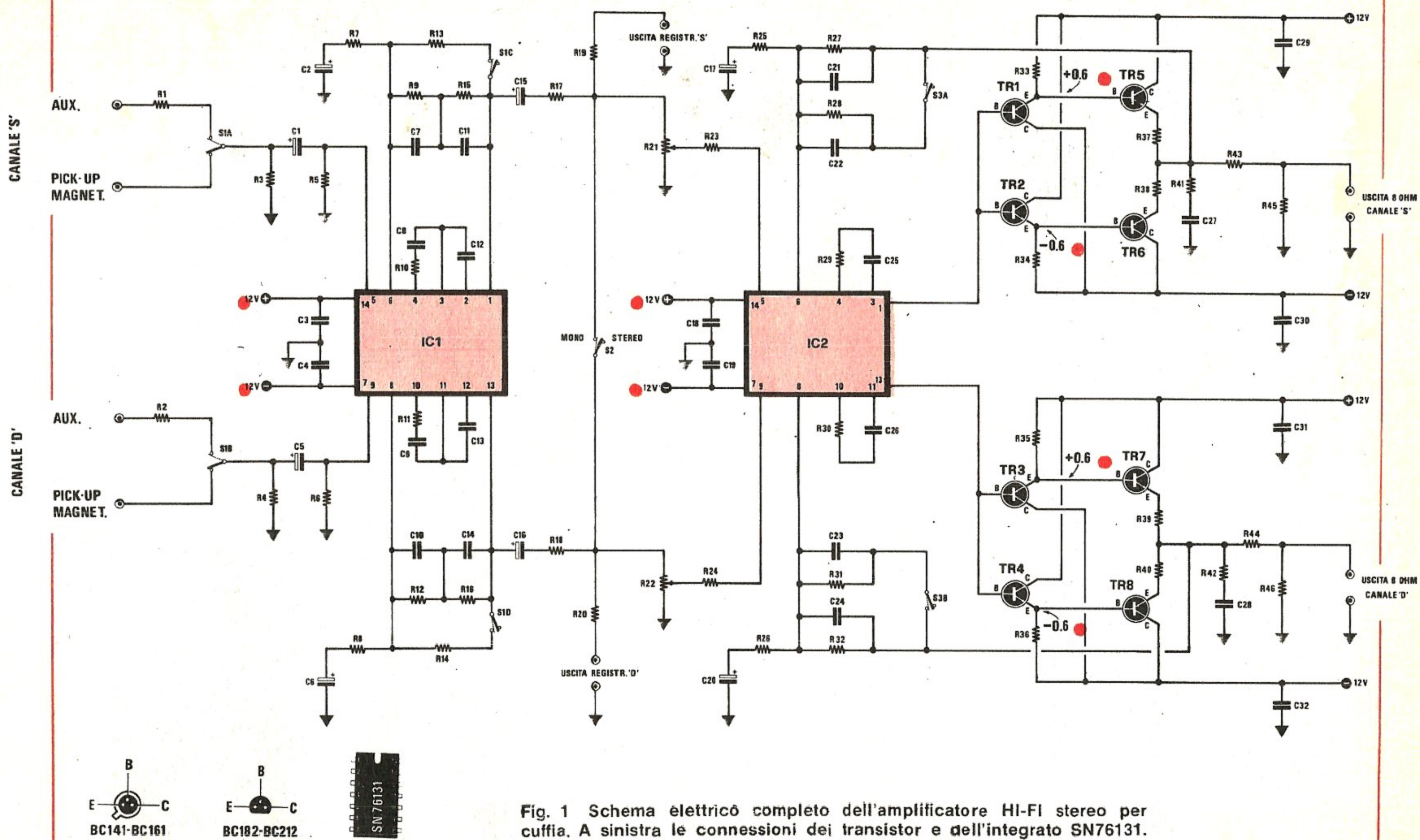


Fig. 1 Schema elettricò completo dell'amplificatore HI-FI stereo per cuffia. A sinistra le connessioni dei transistor e dell'integrato SN76131.

AMPLIFICATORE PER CUFFIA

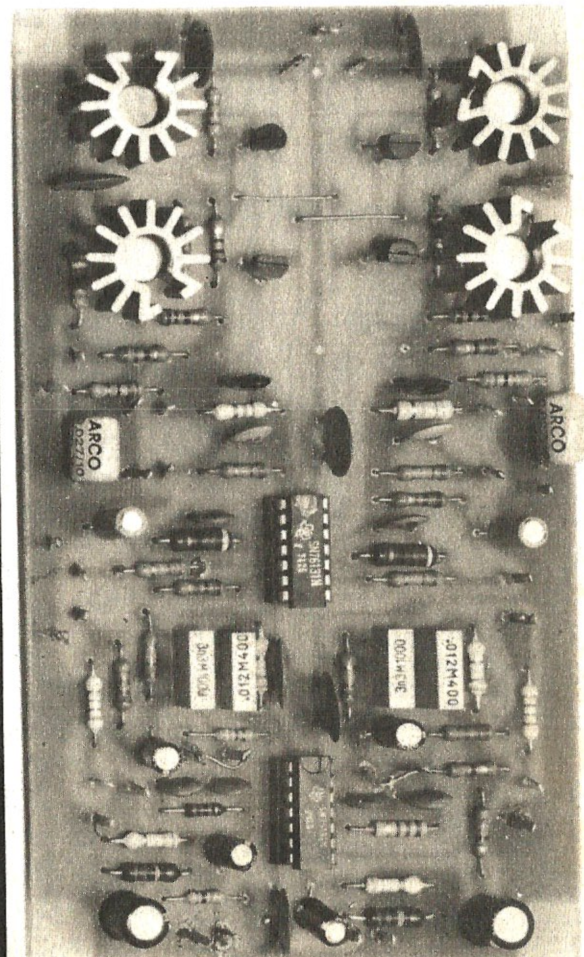
R1 = 470.000 ohm 1/4 watt
R2 = 470.000 ohm 1/4 watt
R3 = 56.000 ohm 1/4 watt
R4 = 56.000 ohm 1/4 watt
R5 = 270.000 ohm 1/4 watt
R6 = 270.000 ohm 1/4 watt
R7 = 330 ohm 1/4 watt
R8 = 330 ohm 1/4 watt
R9 = 270.000 ohm 1/4 watt
R10 = 120 ohm 1/4 watt
R11 = 120 ohm 1/4 watt
R12 = 270.000 ohm 1/4 watt
R13 = 330 ohm 1/4 watt
R14 = 330 ohm 1/4 watt
R15 = 22.000 ohm 1/4 watt
R16 = 22.000 ohm 1/4 watt
R17 = 2.200 ohm 1/4 watt
R18 = 2.200 ohm 1/4 watt
R19 = 8.200 ohm 1/4 watt
R20 = 8.200 ohm 1/4 watt
R21 = 100.000 ohm potenz. Log.
R22 = 100.000 ohm potenz. Log.
R23 = 22.000 ohm 1/4 watt
R24 = 22.000 ohm 1/4 watt
R25 = 1.500 ohm 1/4 watt
R26 = 1.500 ohm 1/4 watt
R27 = 47.000 ohm 1/4 watt
R28 = 22.000 ohm 1/4 watt
R29 = 47 ohm 1/4 watt
R30 = 47 ohm 1/4 watt
R31 = 22.000 ohm 1/4 watt
R32 = 47.000 ohm 1/4 watt
R33 = 2.200 ohm 1/4 watt
R34 = 2.200 ohm 1/4 watt
R35 = 2.220 ohm 1/4 watt
R36 = 2.200 ohm 1/4 watt
R37 = 10 ohm 1/2 watt
R38 = 10 ohm 1/2 watt
R39 = 10 ohm 1/2 watt
R40 = 10 ohm 1/2 watt
R41 = 68 ohm 1/4 watt
R42 = 68 ohm 1/4 watt
R43 = 22 ohm 1/4 watt
R44 = 22 ohm 1/4 watt
R45 = 68 ohm 1/4 watt
R46 = 68 ohm 1/4 watt

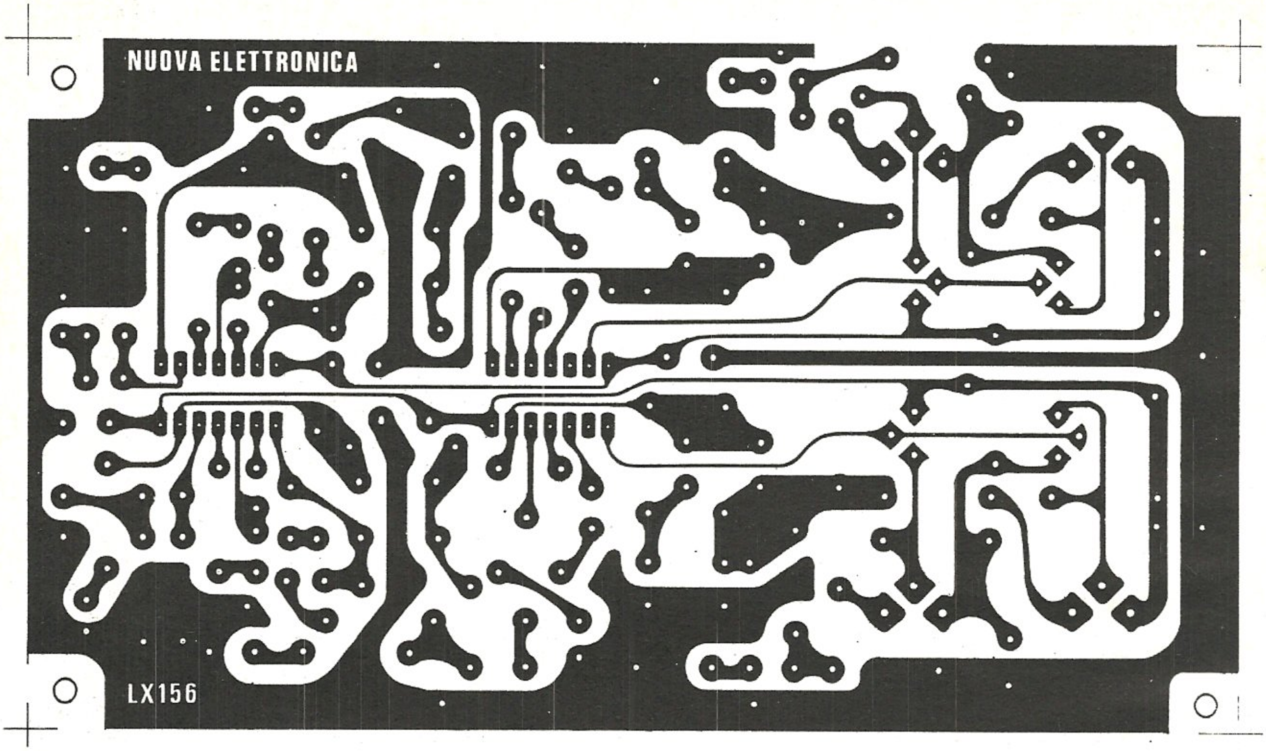
C1 = 4,7 mF 16/25 volt elettr.
C2 = 47 mF 16/25 volt elettr.
C3 = 100.000 pF ceramico a disco
C4 = 100.000 pF ceramico a disco
C5 = 4,7 mF 16/25 volt elettr.
C6 = 47 mF 16/25 volt elettr.
C7 = 12.000 pF poliestere
C8 = 10.000 pF ceramico a disco
C9 = 10.000 pF ceramico a disco
C10 = 12.000 pF poliestere
C11 = 3.300 pF poliestere
C12 = 4.700 pF ceramico a disco
C13 = 4.700 pF ceramico a disco
C14 = 3.300 pF poliestere
C15 = 22 mF 16/25 volt elettr.
C16 = 22 mF 16/25 volt elettr.
C17 = 10 mF 16/25 volt elettr.
C18 = 100.000 pF ceramico a disco
C19 = 100.000 pF ceramico a disco
C20 = 10 mF 16/25 volt elettr.
C21 = 39 pF ceramico a disco
C22 = 56 pF ceramico a disco
C23 = 56 pF ceramico a disco
C24 = 39 pF ceramico a disco
C25 = 3.300 pF ceramico a disco
C26 = 3.300 pF ceramico a disco
C27 = 27.000 pF poliestere
C28 = 27.000 pF poliestere
C29 = 100.000 pF ceramico a disco
C30 = 100.000 pF ceramico a disco
C31 = 100.000 pF ceramico a disco
C32 = 100.000 pF ceramico a disco

TR1 - TR3 = transistor BC.212 (PNP)
TR2 - TR4 = transistor BC.182 (NPN)
TR5 - TR7 = transistor BC.141
o BC286 (NPN)
TR6 - TR8 = transistor BC.161
o BC287 (PNP)
IC1 - IC2 = integrati SN76131

S1A-S1B-S1C-S1D = commutatore
4 vie 2 posizioni
S2 = interruttore e levetta
S3A-S3B = doppio deviatore a levetta

A costruzione ultimata il nostro amplificatore si presenterà come visibile in questa foto. Si notino le alette di raffreddamento indispensabili per i transistor finali.





I due ingressi di questo integrato fanno capo rispettivamente ai piedini 5 e 9, mentre le due uscite sono collegate una al piedino 1 e l'altra al piedino 13.

Lo stadio d'ingresso è di tipo differenziale quindi noi potremo regolare a piacimento il guadagno di ogni integrato semplicemente riportando sul terminale 8, cioè sulla base del secondo transistor di questo differenziale, una porzione del segnale in uscita ottenuta mediante un partitore resistivo-capacitivo. Nel nostro caso questo partitore assume forme diverse a seconda della posizione su cui è ruotato il commutatore a 4 vie 2 posizioni indicato sullo schema elettrico con le sigle S1A-S1B-S1C-S1D.

Quando infatti questo commutatore è ruotato sulla posizione « Pick-up magnetico », cioè quando il segnale in ingresso viene prelevato da un giradischi dotato di testina magnetica, il guadagno dell'amplificatore non deve risultare costante su tutte le frequenze, bensì deve tendere ad esaltare i toni bassi e ad attenuare gli acuti secondo la curva di equalizzazione R.I.I.A., onde restituire al segnale stesso quella fedeltà che gli era stata volutamente alterata, per motivi tecnici, in sala d'incisione.

In questo caso la rete di controreazione cui avevamo prima accennato sarà quindi composta dai condensatori C10, C14, e C6 e dalle resistenze

Fig. 2 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato necessario per la realizzazione di questo amplificatore per cuffia.

R12, R16 ed R8 per il canale destro, nonché dai condensatori C2, C11 e C7 e dalle resistenze R9, R15 ed R7 per il canale sinistro, mentre quando il commutatore è ruotato sulla posizione « AUX » cioè quando il segnale proviene da una testina piezo caricata su alta impedenza, oppure da una qualsiasi altra sorgente che non richieda equalizzazione, tale rete sarà composta dalla resistenza R14 per il canale destro, e dalla resistenza R13 per il canale sinistro, i cui valori sono stati calcolati in maniera da ottenere un guadagno costante di 2 volte da 10 Hz a 100.000 Hz, cioè una banda passante perfettamente lineare.

In conclusione quindi, all'uscita di questo primo integrato noi ci ritroveremo un segnale avente un'ampiezza di circa 20 millivolt efficaci, segnale che, a seconda dell'impiego che se ne vorrà fare, verrà trasferito o alle due prese d'uscita per registratore oppure ai potenziometri di volume R21 ed R22, e da questi ultimi agli ingressi 5 e 9 del secondo integrato.

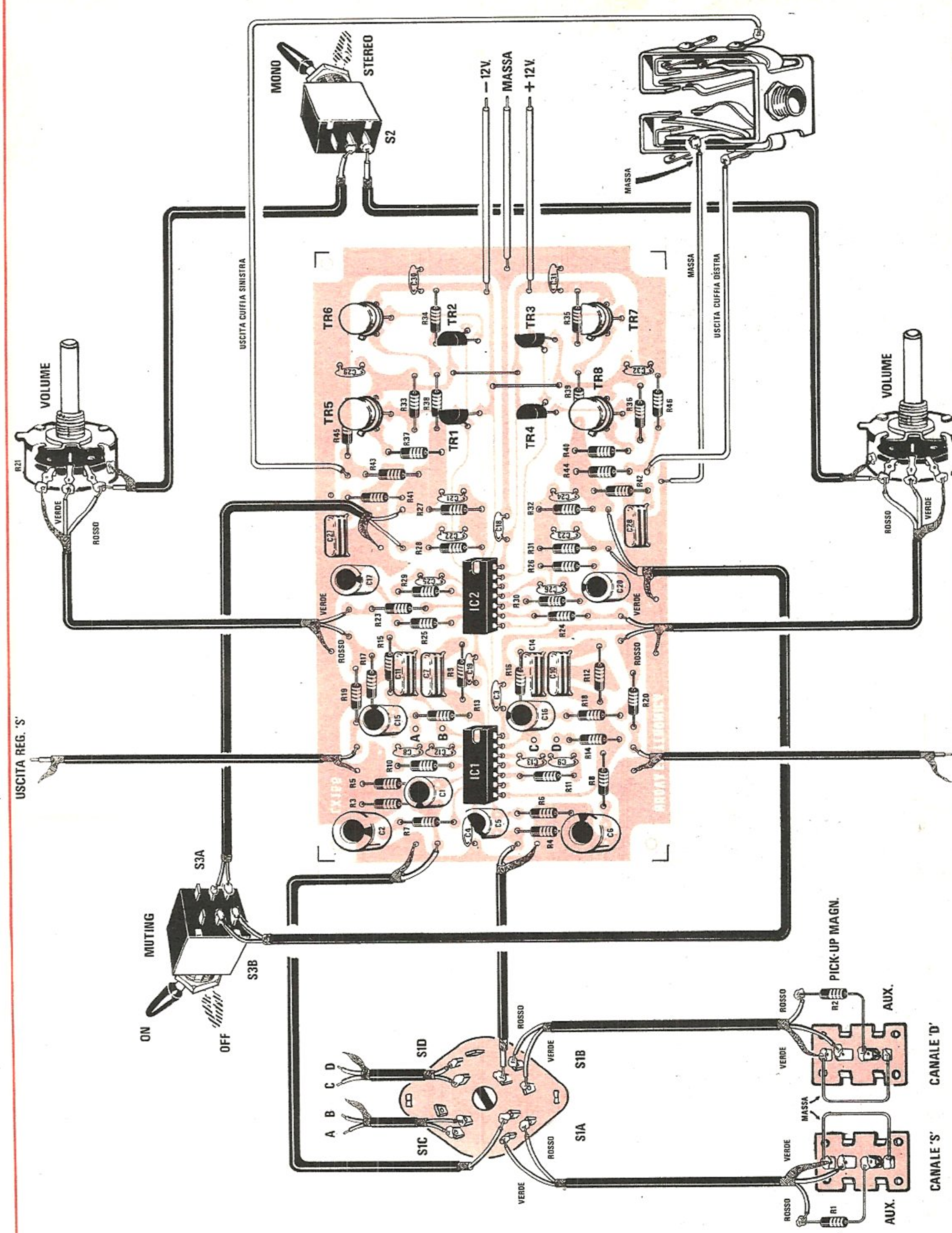


Fig. 3 Schema pratico di montaggio completo. Si notino le connessioni ai commutatori, alle prese d'entrata e al jack stereo per la cuffia.

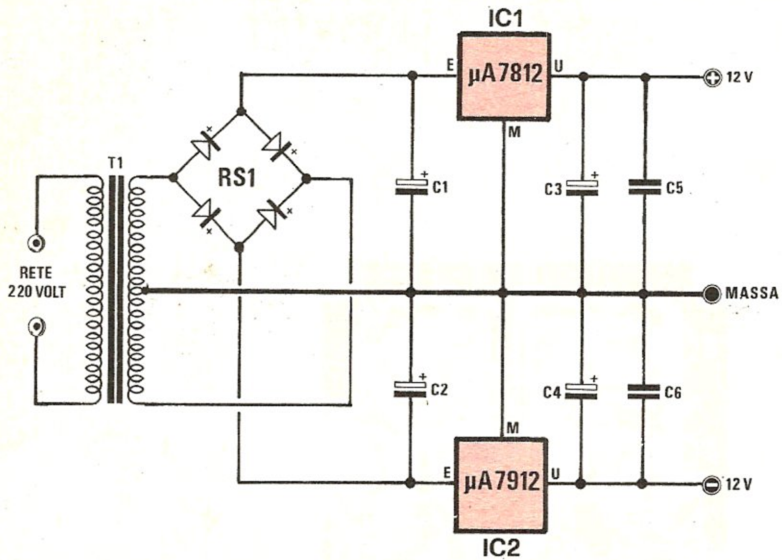
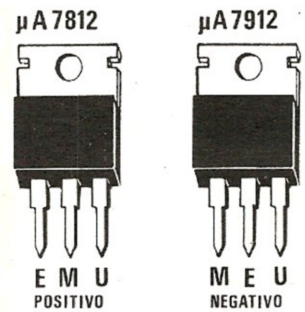


Fig. 4 Schema elettrico dell'alimentatore. Attenzione che le connessioni dei due integrati stabilizzatori, come vedesi più sotto, non sono similari.

RS1 = ponte raddrizzatore 100 volt 0,5 amper
C1 = 2.200 mF 25 volt elettr.
C2 = 2.200 mF 25 volt elettr.
C3 = 100 mF 15/18 volt elettr.
C4 = 100 mF 15/18 volt elettr.
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 100.000 pF poliestere
IC1 = uA7812 (stabilizz. POSITIVO)
IC2 = uA7912 (stabilizz. NEGATIVO)
T1 = Trasformatore 15 watt con secondario da 12+12 volt 0,5 amper (modello 26)



Questo secondo stadio si differenzia dal primo per il fatto che la rete di controreazione che ne determina il guadagno non è più posta fra il piedino 1 ed il piedino 6 oppure fra il piedino 13 ed il piedino 8 come nel caso precedente, bensì la porzione di segnale da rimandare in ingresso viene prelevata direttamente dagli emettitori dei due transistor finali (cioè dall'emettitore di TR7 e TR8 per il canale destro e quello di TR5 e TR6 per il canale sinistro).

In questa rete di controreazione troviamo inoltre inserito il doppio deviatore S3A-S3B il quale, quando è aperto, permetterà di ottenere un guadagno pari a 30 volte, mentre quando è chiuso, inserendo in parallelo alle resistenze R27 ed R32 un'altra resistenza di valore più basso, farà aumentare la porzione di segnale riportato in ingresso, quindi ridurrà il guadagno di questo stadio fino a portarlo a circa 10 volte.

In tal modo avremo la possibilità di ascoltarci un disco sia al massimo volume, sia in sottofondo, cosa questa che può risultare molto gradita in particolari circostanze. All'uscita di questo secondo integrato, quando l'interruttore S3 è aperto, il segnale presenterà quindi un'ampiezza di circa 6 volt efficaci mentre quando tale interruttore è chiuso, la sua ampiezza si ridurrà a soli 2 volt efficaci.

Qualcuno a questo punto potrebbe chiedersi a cosa servono gli otto transistor finali se già sul piedino 1 e sul piedino 13 dell'integrato abbiamo a disposizione 6 volt, valore questo che se sostituito nella formula che fornisce la potenza su un carico di 8 ohm quale è appunto l'impedenza di una normalissima cuffia, sembrerebbe dar luogo ad una potenza ben superiore ai 200 milliwatt erogati dal nostro circuito.

Abbiamo detto sembrerebbe perché se noi applicassimo direttamente la cuffia sulle uscite dell'integrato, tale tensione scenderebbe rapidamente

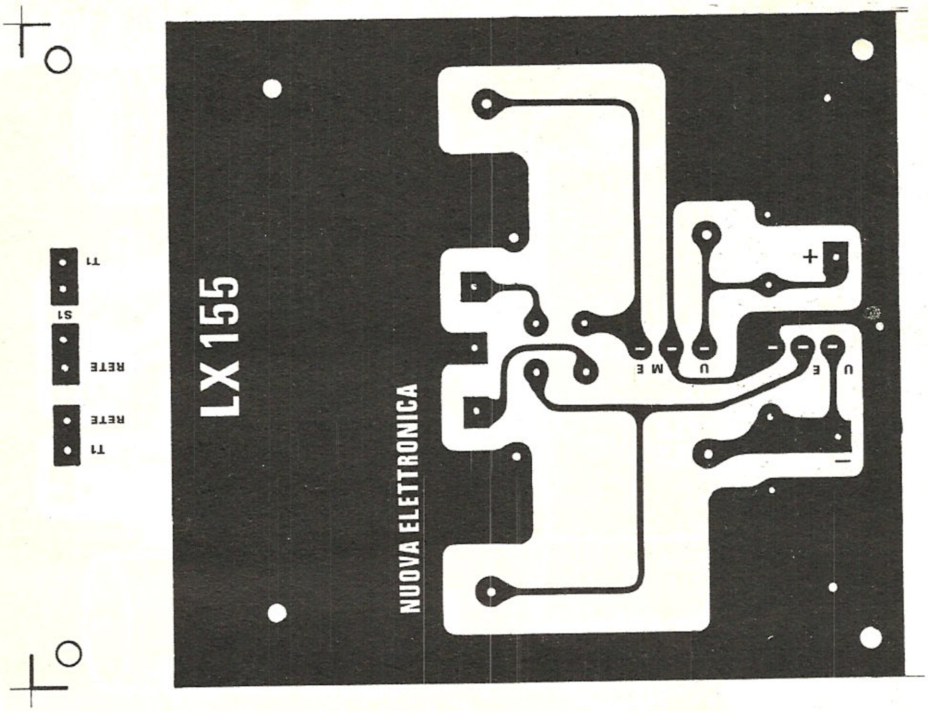


Fig. 5 Circuito stampato a grandezza naturale dell'alimentatore.

a valori inferiori al volt in quanto l'integrato stesso non è in grado di erogare la corrente che invece si richiederebbe in questo caso.

In altre parole il nostro integrato fornisce in uscita una tensione piuttosto alta in quanto è caricato con una resistenza elevata, mentre se noi abbassiamo tale resistenza al di sotto di certi limiti, anche la tensione si abbassa proprio come quando si pretende di prelevare 2 Amper da un alimentatore che invece ne può fornire soltanto uno. Per riuscire ad ottenere la potenza desiderata si è quindi reso necessario amplificare in corrente questo segnale e per questo scopo si sono impiegati quattro transistor collegati ad « emitter follower » per ogni canale in modo da minimizzare la distorsione.

Come transistor finali potremo utilizzare dei comunissimi BC141 e BC161 oppure dei BC286 e BC287 (è consigliabile che il lettore non sostituisca questi transistor con altri equivalenti), i quali possono essere raffreddati con un'aletta circolare e molto poco ingombrante. Da notare inoltre che il fatto che l'uscita del circuito risulti chiusa su un carico anche a cuffia disinserita va a tutto vantaggio della stabilità e che, nel caso non si riuscissero a raggiungere i 200 milliwatt da noi promessi (potenza questa più che sufficiente a saturare la maggioranza delle cuffie esistenti in commercio), sarà sufficiente abbassare leggermente il valore delle resistenze R43 R44 da 22 ohm, portandole ad esempio a 18 o a 15 ohm, per ottenere quanto desiderato, poiché tali resistenze servono appunto per limitare la corrente che giunge alla cuffia.

Il circuito, come abbiamo detto all'inizio, si presta ad un ascolto mono o stereo in quanto sarà sufficiente commutare il deviatore S2 per mettersi nell'una o nell'altra condizione.

Non abbiamo invece inserito in tale amplificatore i controlli di tono in quanto questi servono solo per compensare negli amplificatori con altoparlanti eventuali manchevolezze dell'ambiente d'ascolto oppure delle casse acustiche.

In altre parole, mentre in un ascolto normale i controlli di tono sono indispensabili per bilanciare le alterazioni apportate al segnale dall'ambiente esterno e dai mezzi di riproduzione, nel caso della cuffia essi potrebbero solo alterare il segnale, cosa questa in contrasto col principio dell'alta fedeltà che si ripropone appunto di farci ascoltare un segnale il più fedele possibile. Per alimentare questo circuito si richiede una tensione duale di + e — 12 volt che può essere ottenuta utilizzando, ad esempio, l'alimentatore stabilizzato LX155 il cui schema elettrico è visibile in fig. 4

REALIZZAZIONE PRATICA

La realizzazione pratica di questo amplificatore per cuffia non presenta alcuna difficoltà in quanto

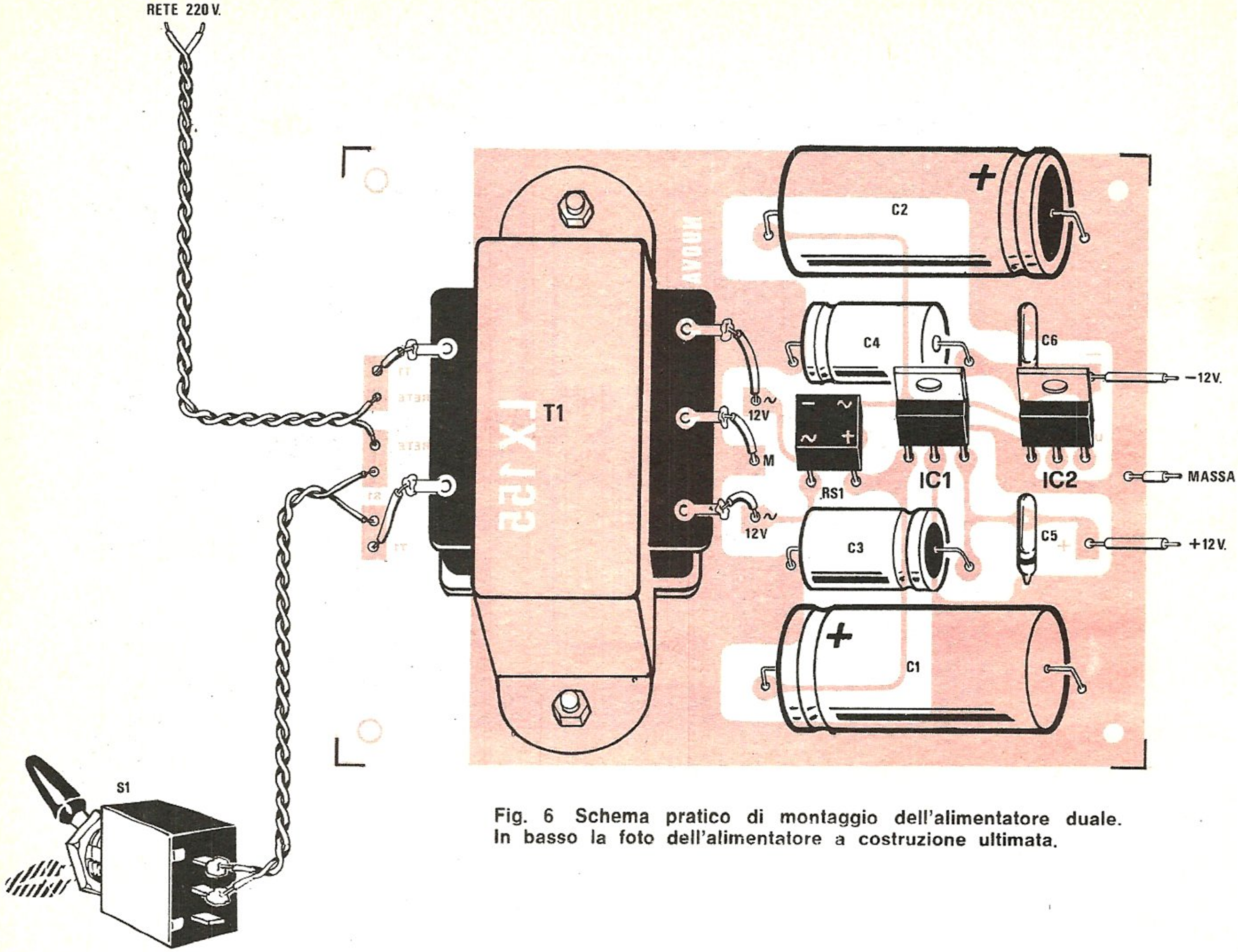
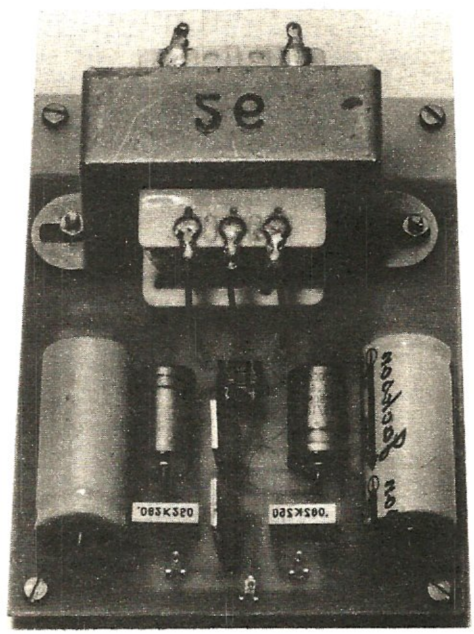


Fig. 6 Schema pratico di montaggio dell'alimentatore duale. In basso la foto dell'alimentatore a costruzione ultimata.



il circuito stampato LX156, visibile a grandezza naturale in fig. 2, è in grado di ricevere, con ampio spazio, tutti i componenti necessari, come si può rilevare dallo schema pratico di montaggio di fig. 3.

Dopo aver praticato su tale circuito i fori richiesti utilizzando una punta da 1 mm.; potremo iniziare a fissare gli zoccoli dei due integrati e ad inserire le resistenze, i condensatori e tutti i transistor.

Per esigenze circuitali è poi necessario effettuare su questo stampato due ponticelli con filo di rame (posti fra i transistor TR1-TR2 e TR3-TR4).

Poiché i quattro transistor finali, durante il funzionamento, hanno possibilità di surriscaldarsi, dovremo necessariamente applicare sul loro involucro altrettante alette di raffreddamento circolari aventi le dimensioni visibili nelle foto,

Se desideriamo ottenere un amplificatore perfettamente silenzioso, eliminando cioè ogni possibile fonte di ronzio, dovremo porre una certa attenzione nell'eseguire i collegamenti fra il circuito stampato e i potenziometri di volume, i commutatori e i terminali d'ingresso utilizzando per questo scopo del cavetto schermato la cui calza metallica dovrà essere collegata al terminale di massa dello stampato.

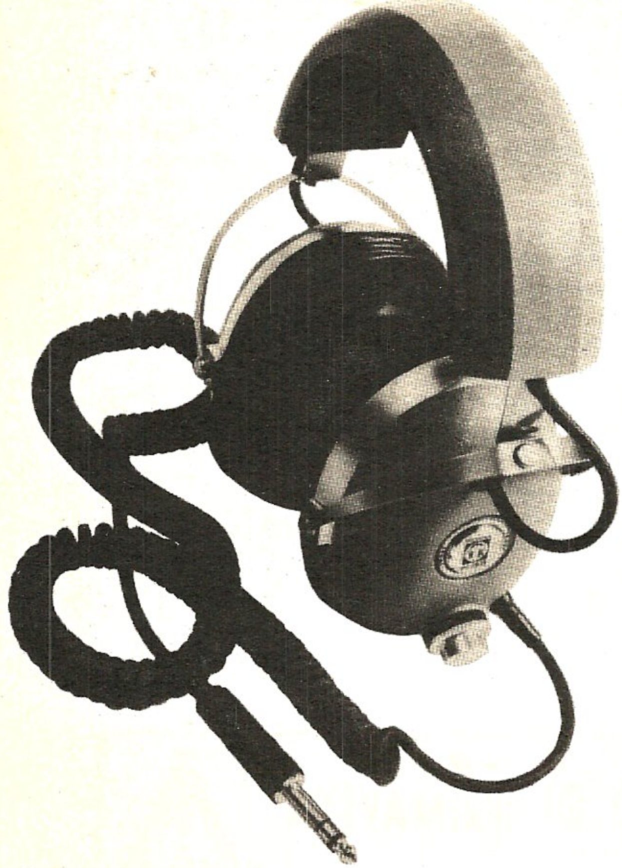
Poiché dovremo necessariamente inserire l'amplificatore entro una scatola metallica, oppure entro un mobile di legno dotato di pannello frontale in alluminio, dovremo sempre ricordarci di collegare anche il metallo di tale pannello alla massa del circuito cioè alla pista che si collega alla massa di alimentazione).

Se userete un mobile di legno, consigliamo di applicare sotto il circuito stampato una lastra di alluminio o di altro materiale metallico (ottone, ferro zincato, ecc.) che pure dovrà essere collegata con un filo di rame alla massa dell'amplificatore, affinché tutta la parte sottostante di quest'ultimo risulti schermata, quindi non possa captare ronzio in alternata.

Per il segnale in uscita potremo invece impiegare un comune filo isolato che collegheremo alla presa jack stereo per cuffia. Se vorremo impiegare l'amplificatore per testine *piezo* anziché magnetiche, consigliamo di utilizzare la presa ausiliaria, in quanto le testine piezo forniscono un segnale di ampiezza più elevata rispetto a quelle magnetiche (in compenso le testine magnetiche risultano più fedeli rispetto a quelle piezo). Per l'alimentazione di questo amplificatore, richiedendo esso una tensione duale di 12+12 volt, consigliamo di realizzare l'alimentatore LX155 di cui in fig. 4 è visibile lo schema elettrico. In pratica abbiamo impiegato per questo scopo un trasformatore T1 dotato di un secondario da 12+12 volt 0,5 amper, seguito da un ponte raddrizzatore e da due integrati stabilizzatori per 12 volt. L'integrato μA.7812 stabilizzerà la tensione positiva, mentre il μA.7912 quella negativa.

Sul circuito stampato LX155, come possiamo vedere in fig. 6, troveranno posto il trasformatore T1, il ponte raddrizzatore, i due integrati e i condensatori elettrolitici di filtro.

A proposito dei due integrati raccomandiamo di fare attenzione a non confonderli fra di loro in quanto, pur avendo dimensioni analoghe, stabilizzano una tensione di polarità opposta, inoltre anche i loro terminali sono disposti in maniera diversa come vedesi in fig. 4 (il terminale E è quello di entrata cioè quello a cui va appli-



cata la tensione da stabilizzare, il terminale M è la massa ed il terminale U è quello di uscita, cioè quello da cui preleveremo la tensione stabilizzata). Se utilizzeremo l'amplificatore per molto tempo al massimo volume i due integrati stabilizzatori potrebbero riscaldare in modo eccessivo per cui in questo caso potrebbe rivelarsi utile dotarli di una piccola aletta di raffreddamento ricavata, ad esempio, da un ritaglio di alluminio.

Poiché la parte metallica che fuoriesce superiormente da questi integrati è collegata elettricamente al terminale di *massa*, non sarà necessario interporre, fra gli stessi e l'aletta, alcuna superficie isolante.

Una volta montato l'alimentatore, prima di collegare le uscite dei 12 volt positivi e dei 12 volt negativi all'amplificatore, controllate per sicurezza con un tester se in effetti sono presenti queste due tensioni, dopodiché potrete effettuare il collegamento non dimenticando di stabilire il contatto elettrico anche fra le masse dei due stampati.

Non essendo necessaria alcuna regolazione, né sull'alimentatore, né sull'amplificatore, una volta terminato il montaggio il circuito funzionerà all'istante, quindi non vi resterà che collegarne l'entrata al pick-up magnetico del vostro giradischi, fornire tensione e mettervi in ascolto con una cuffia per gustare con la massima fedeltà il vostro disco preferito.

Nota: Se facendo funzionare l'amplificatore al massimo volume senza collegargli il giradischi non si ode alcun ronzio, mentre applicandogli il giradischi tale inconveniente si manifesta, significa che sul giradischi il filo di massa non è collegato alla carcassa metallica. In tal caso provate quindi a collegare la calza metallica del cavetto schermato d'ingresso alla massa del giradischi, oppure effettuate un collegamento supplementare con un filo a parte tra la scatola metallica dell'amplificatore (o la massa del circuito stampato) e la carcassa metallica sempre del giradischi.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX156 dell'amplificatore	L.	3.150
L'intera scatola di montaggio completa di circuito stampato, transistor, integrati, zoccoli, alette di raffreddamento, resistenza, condensatori, cavetto schermato, deviatori, prese d'ingresso, potenziometri	L.	17.000
Il circuito stampato LX155 dell'alimentatore	L.	2.200
Tutto il materiale necessario per l'alimentatore, cioè circuito stampato, trasformatore, i due integrati stabilizzatori, e i condensatori elettrolitici	L.	14.500
Al prezzo occorre aggiungere per spese postali di spedizione con pagamento anticipato	L.	1.000
Per spedizione in contrassegno le spese postali (nuove tariffe) aumentano a . .	L.	2.000

Possiamo ancora fornirvi cuffie stereo ai seguenti prezzi:

Cuffia stereo tipo normale	L.	5.000
Cuffia stereo deluxe provvista di potenziometri in ogni auricolare	L.	9.500

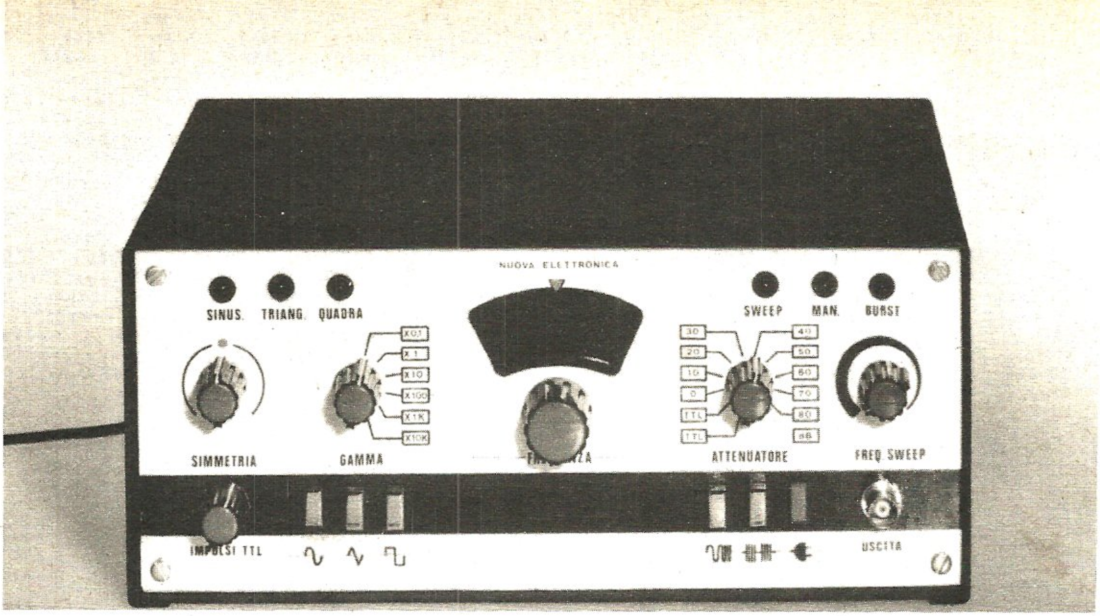


CERCASI CONCESSIONARI PER ZONE LIBERE

Indirizzare a A.E.S. post. box 1.120 TORINO

Concessionario per TORINO e Provincia

Ditta ELTE Via Vigone, 20 - TORINO - Telefono 011 / 331352



UN GENERATORE di

Un oscillatore di BF è uno strumento indispensabile per controllare uno stadio di BF quindi se è vero che esso non può mancare in un laboratorio specializzato per Hi-Fi, non può neppure farne a meno chi si dedica alla riparazione di ricevitori perché anche in questi circuiti esiste uno stadio di BF così come tale stadio esiste in un trasmettittore, in un televisore ecc. Possedendo uno strumento che sia in grado di generare un'onda sinusoidale di frequenza regolabile, avremo infatti la possibilità di controllare l'amplificazione e la distorsione dei vari stadi e se tale strumento non si limita a fornire solo questo tipo d'onda, ma è in grado di generare anche altre forme d'onda (come le quadre o le triangolari), avremo pure la possibilità di misurare l'attenuazione dei controlli di tono e di controllare l'efficienza dei filtri.

Se poi lo stesso strumento dispone di un circuito interno in grado di far variare automaticamente la frequenza generata oppure di fornirci dei « treni d'onda », questo ci permetterà di effettuare anche valide prove sulla risposta degli stadi BF in esame.

È quindi intuibile che noi, non avendo ancora presentato sulla rivista alcuno schema di oscillatore BF professionale, ci si sia preoccupati di realizzare uno strumento valido e completo cercando volutamente di eccedere nelle prestazioni per ottenere anche segnali ad onda quadra, e impulsi a livello logico TTL compatibile utili a pilotare apparecchiature digitali, in modo da rendere lo strumento valido anche per questa branca dell'elettronica.

Il progetto che vi presentiamo può dunque definirsi « completo » e anche se voi riuscirete a montarlo in un sol giorno sul circuto stampato da noi disegnato, non dimenticate che per raggiungere questo risultato, dal primo prototipo a quello definitivo, sono occorsi ben tre mesi di lavoro.

Eravamo infatti partiti con uno schema molto più semplice poi. constatando che con piccole modifiche se ne potevano migliorare le prestazioni, abbiamo dovuto di conseguenza modificare ogni volta anche il circuito stampato.

Per evitare errori da parte del realizzatore nelle complesse connessioni ai commutatori, abbiamo preferito eliminare quelli rotativi e adottare quelli a pulsante e questo ci ha costretti per l'ennesima volta a rivolgerci ai disegnatori per rifare il circuito stampato tanto che questi, a forza di vedersi presentare per ulteriori e non facili modifiche lo stesso progetto, si sfogavano contro i tecnici con frasi non certo ripetibili per cui siamo certi che forse loro più di noi, vedono finalmente pubblicato questo progetto, trarranno un « tale » sospiro di sollievo da provocare sull'Emilia una zona di depressione atmosferica così accentuata ed improvvisa che nemmeno Bernacca riuscirebbe a stabilirne le cause. Sta di fatto che ridisegnando i vari circuiti, per scoprire eventuali

« magagne » che sempre involontariamente un disegnatore può introdurre, è necessario ogni volta effettuare il montaggio di un ulteriore prototipo e tra il fare e il disfare ci accorgiamo che le settimane volano e la rivista esce sempre più in ritardo. Importante comunque è che al termine di questa fatica ci sia la soddisfazione di sapere che chi realizzerà il progetto incontrerà sempre minori difficoltà e che a montaggio ultimato riscontrerà che questo funziona perfettamente fornendo le prestazioni da noi indicate.

L'INTEGRATO GENERATORE DI FORME D'ONDA

Per la realizzazione di questo oscillatore abbiamo fatto ricorso all'integrato 8038 della INTERSIL non propriamente costruito per tale scopo cioè come oscillatore di BF bensì come generatore di suoni per sintetizzatori musicali (MOOG) ma, poiché tale integrato ha la possibilità di generare onde sinusoidali, quadre e triangolari, appena ha fatto la sua regolare comparsa sul mercato, non pochi hanno cercato di utilizzarlo con risultati più o meno positivi, per la realizzazione di oscillatori di BF, come del resto facciamo noi.

Va però precisato che coloro che hanno cercato di utilizzarlo sfruttando gli schemi applicativi consigliati dalla Casa senza apportare agli stessi le opportune modifiche non possono che aver ottenuto risultati scadenti tanto che dopo una prima euforia e ammirazione per tale integrato, ben presto questo è caduto nel dimenticatoio per le scarse prestazioni che se ne ottenevano.

Infatti, realizzando gli schemi che la Casa consiglia, si ottiene una distorsione decisamente superiore a quanto la stessa indica (per le onde sinusoidali questa raggiunge un 2.-5.%) ne' si riesce mai a raggiungere la massima frequenza che, come sta scritto sulle caratteristiche, dovrebbe aggirarsi su 1 MHz. In realtà infatti la frequenza massima raggiungibile da tale integrato si aggira in ogni caso sui 200.000 Hz, anzi se si desiderano ottenere delle onde quadre con un fronte di salita e di discesa sufficientemente ripidi, è bene non superare i 100.000 Hz.

Altro inconveniente proprio di questo integrato è poi quello di non fornire un'ampiezza costante per i tre tipi di forme d'onda ed inoltre che le stesse non risultano simmetriche rispetto alla tensione di 0 volt (cioè alla massa). Perciò, volendolo impiegare come oscillatore di BF, il primo obiettivo che dovevamo raggiungere era quello di scartare gli schemi applicativi forniti dalla Casa (che come abbiamo detto potevano andar bene per scopi musicali ma non per uno strumento da laboratorio) e studiarne uno di nuova concezione basato appunto sull'impiego cui si voleva sottoporre questo 8038, cioè sfruttarlo per ottenere tre segnali (onda quadra, sinusoidale e triangolare) di uguale ampiezza, limitare al massimo la distorsione, rendere il circuito stabile, ottenere un segnale alternato simmetrico rispetto alla massa, amplificare il segnale in modo da poter pilotare non solo i preamplificatori ma anche gli stadi finali di BF ed infine perfezionare lo schema aggiungendo dei circuiti supplementari onde sfruttare appieno le possibilità offerte dall'integrato.

Dopo diversi studi e modifiche, ecco uno schema di oscillatore BF veramente eccezionale che non presenta certo le lacune che taluni lamentavano circa questo 8038 anzi, analizzandone le presta-

FORME D'ONDA

Chi si dedica alla costruzione o riparazione di apparecchiature di bassa frequenza saprà certamente che se si vuole procedere con serietà ai vari controlli non è sufficiente disporre di un comune generatore di BF bensì è indispensabile possedere un « generatore di funzioni », cioè un oscillatore in grado di generare, oltre alle onde sinusoidali, onde quadre e triangolari, che possa fornire anche « treni d'onda » e che sia dotato di uno sweep per variare automaticamente la frequenza, cioè di un oscillatore di BF come quello che oggi vi presentiamo.

zioni, converrete che esso è decisamente superiore a molti generatori di tipo commerciale.

CARATTERISTICHE

Campo di frequenza = da 0,1 Hz a 100.00 Hz
Portate così suddivise = X0,1-X1-X10-X100-X1.000-X10.000
Sintonia manuale o automatica
Distorsione sulle onde triangolari = 0,1%
Distorsione sulle onde sinusoidali = 0,5-0,8% a seconda della taratura
Tempo di discesa onda quadra 400 nanosecondi
Tempo di salita onda quadra = 600 nanosecondi
Ampiezza massima in uscita del segnale BF sulle tre forme d'onda = 20 volt picco-picco
Attenuatore a scatti tarato in BF da 0 dB a —80 dB
Rapporto medio di sweep = 1:10
Frequenza d'uscita in treno d'onda (Burst) da 0,5 Hz a 70 Hz
Presa d'uscita per sincronismo
Controllo manuale della velocità di sweep
Controllo manuale della simmetria
Presa d'uscita TTL
Segnale d'uscita TTL in onda quadra con tempo di salita e di discesa di 30 nanosecondi
Segnale d'uscita TTL a impulsi variabili da 100 nanosecondi a 1,5 microsecondi
Indicazione visiva delle funzioni tramite 6 diodi led
Stabilità in frequenza 0,1%
Scala demoltiplicata per la sintonia

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico di questo generatore di funzioni è visibile in fig. 5 ma prima di passare alla descrizione particolareggiata della funzione svolta da ogni componente, sarà utile soffermarci sullo schema a blocchi visibile in fig. 3 per poter così più facilmente individuare i vari stadi che costituiscono questo oscillatore di BF.

Sulla sinistra di questo schema troviamo un blocco indicato come *generatore di modulazione sweep* utile per pilotare il *generatore di funzioni* in modo da ottenere in uscita un segnale a treni d'onda oppure un segnale sweeppato in frequenza. Su questo stadio è pure prevista un'uscita supplementare per il sincronismo. Il secondo stadio, che può essere definito il principale in quanto è il vero e proprio *generatore di funzioni* costituito dall'integrato 8038, ci fornisce in uscita le tre onde fondamentali, cioè sinusoidale, quadra e triangolare, la cui frequenza potrà essere variata a nostro piacimento solo nel caso in cui non sia inserito il BURST o lo SWEEP.

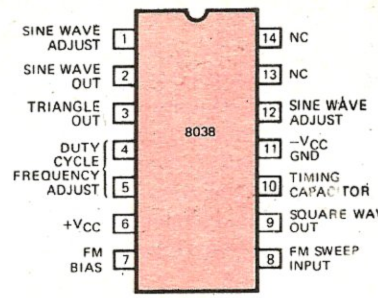


Fig. 1 Connessioni dei terminali relative all'integrato 8038.

Delle tre forme d'onda che l'integrato 8038 è in grado di fornirci, noi ne potremo scegliere una sola per volta tramite un apposito commutatore a pulsante. Il segnale così selezionato passerà ad uno stadio successivo che per l'onda sinusoidale e triangolare è uno stadio *adattatore d'impedenza e amplificatore* (con un guadagno di 4), mentre per l'onda quadra è solo uno stadio *adattatore d'impedenza*.

All'uscita di questi stadi noi abbiamo disponibili le tre forme d'onda tutte con la medesima ampiezza di 20 volt picco-picco.

Tali forme d'onda verranno poi applicate, tramite un apposito commutatore, ad un ultimo stadio attenutore, il quale attenua a scatti con un rapporto di 10 dB per scatto, quindi disponendo il commutatore di 11 scatti, dei quali i primi due vengono utilizzati per altro scopo (come vedremo), abbiamo una variazione complessiva da 0 a —80 dB secondo le modalità indicate dalla seguente tabella:

Attenuazione in dB	Ampiezza del segnale in uscita
0 dB	20 volt picco-picco
—10 db	6,3 volt p.p.
—20 dB	2 volt
—30 dB	0,63 volt
—40 dB	0,2 volt
—50 dB	63 millivolt
—60 dB	20 millivolt
—70 dB	6,3 millivolt
—80 dB	2 millivolt

Oltre a queste tre uscite, dal nostro generatore di funzioni abbiamo la possibilità di prelevare al-

tre due forme d'onda molto utili per pilotare circuiti ad integrati TTL o per misure particolari.

Infatti l'onda quadra generata dall'integrato 8038 non è certamente delle più idonee allo scopo presentando essa un *tempo di salita* di circa 500 nanosecondi (cioè 0,5 microsecondi) ed un *tempo di discesa* di 60 nanosecondi (cioè 0,06 microsecondi) mentre inserendo un ulteriore stadio *squadratore TTL* noi abbiamo la possibilità di ottenere delle onde quadre con tempi di salita e di discesa perfettamente regolari (cioè inferiori ai 20 nanosecondi).

Completando tale stadio con un *formatore d'impulsi TTL* potremo infine disporre di una serie d'impulsi di durata variabile da un massimo di 100 nanosecondi ad un minimo di 1,5 microsecondi.

Ora che abbiamo analizzato a grandi linee gli stadi che compongono questo generatore di funzioni, possiamo ritornare al nostro schema elettrico di fig. 5 e seguire in modo più particolareggiato tutto il circuito. Inizieremo quindi dal *generatore di modulazione sweep* che presenta come componente principale il nuovissimo integrato IC1 tipo LM.3900 comprendente nel suo involucro ben 4 amplificatori di nuova concezione, detti « amplificatori Norton ».

Teniamo a precisare questo fatto in quanto anche se il simbolo da noi usato può far supporre che tali amplificatori risultino simili ai normali amplificatori operazionali, in realtà il loro funzionamento è completamente diverso, quindi questo integrato *non può* essere sostituito con nessun altro operazionale.

Il potenziometro R1 che alimenta il piedino 13 di tale integrato serve per determinare la frequenza di sweep.

Il piedino 13 infatti è collegato all'ingresso invertente del primo amplificatore il quale viene impiegato esclusivamente come separatore-adattatore d'impedenza, cioè ripresenta sulla sua uscita (piedino 9) la stessa tensione d'ingresso, ma a bassa impedenza.

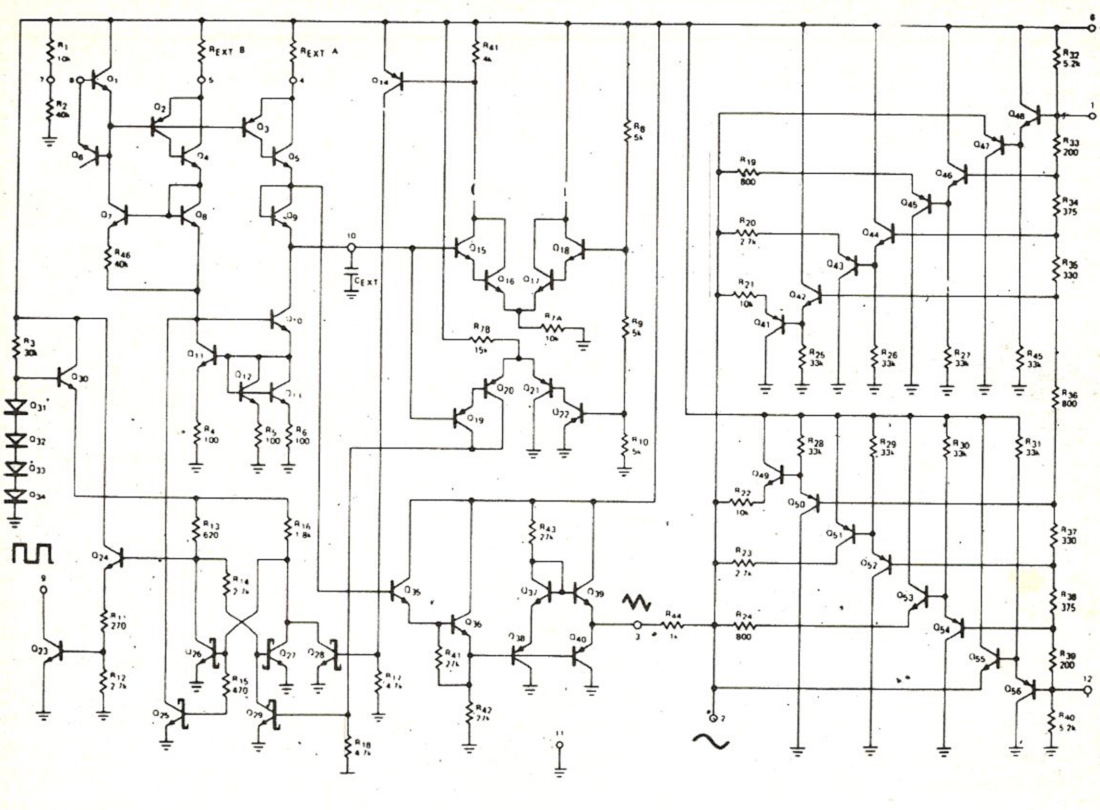


Fig. 2 Schema interno dell'integrato 8038. Tutti i transistor visibili sulla parte destra dello schema, servono per ricavare, mediante approssimazioni successive, un'onda sinusoidale da quella triangolare.

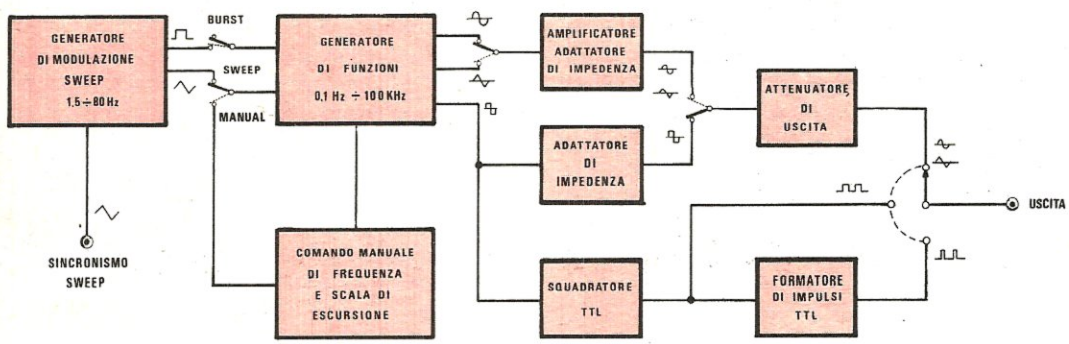


Fig. 3 Schema a blocchi del « generatore di funzioni ». Da questo schema si possono meglio comprendere le finalità dei singoli stadi presenti in tale circuito.

Da tale tensione si ricavano due correnti proporzionali fra di loro tramite le resistenze R4 e R5-R6, cioè risultando R4 da 220.000 ohm e R5-R6 da 56.000 ohm cadauna (totale 112.000 ohm), la corrente che applicheremo sul piedino 11 (ingresso invertente del 2° amplificatore) risulterà doppia rispetto a quella applicata sul piedino 12 (ingresso non invertente) e conseguentemente in uscita da questo amplificatore utilizzato come *integratore*, otterremo una tensione a rampa decrescente.

Questa rampa, tramite la resistenza R8, viene applicata all'ingresso (piedino 1) del terzo amplificatore, collegato a « trigger di Schmitt ».

Questo significa che quando la tensione della rampa scende al di sotto di un ben determinato livello di soglia, il trigger si eccita ed in uscita (piedino 5) abbiamo una tensione di circa 0 volt.

Osservando lo schema noteremo però che collegato a questa uscita vi è anche il catodo del diodo DS2, quindi non appena la tensione scende a 0 volt tale diodo, che prima non conduceva, viene a trovarsi polarizzato direttamente e scarica a massa la corrente che invece dovrebbe attraversare R6.

In tal modo sul piedino 11 non arriverà più alcuna corrente, mentre rimarrà quella sul terminale 12 che, integrata dal 2° amplificatore, fornirà in uscita (piedino 10) una rampa questa volta crescente.

Quando questa rampa avrà raggiunto il limite superiore, farà eccitare nuovamente il trigger di Schmitt, sul piedino 5 tornerà ad esserci una tensione positiva, il diodo DS2 si interdirà nuovamente ed in tal modo il ciclo si ripeterà all'infinito.

Il quarto amplificatore presente nell'integrato LM.3900 viene sfruttato esclusivamente per ottenere una regolazione fine dell'ampiezza dell'onda triangolare (tramite il trimmer R11) ed una traslazione del livello medio di tale onda (tramite il trimmer R12).

Collegando quindi, tramite il deviatore S1A, l'uscita 4 dell'integrato IC1 all'ingresso 8 dell'integrato IC2 (cioè dell'8038) otterremo un segnale di BF sweeppato, cioè modulato in frequenza.

La frequenza centrale di questa sweeppata viene determinata solo ed esclusivamente dalla capacità dei condensatori inseriti, tramite il commutatore S3, sul piedino 10 dell'integrato 8038, quindi avremo in pratica sei posizioni di segnale sweeppato.

Per ottenere invece un segnale a frequenza fissa è necessario che il deviatore S1A sia spostato verso il condensatore C5 (in posizione MANUALE) ed in tali condizioni, ruotando il cursore del potenziometro R19 da un estremo all'altro avremo la possibilità di variare la frequenza delle tre forme d'onda in uscita secondo le nostre esigenze, sempre comunque dentro i limiti stabiliti dalla capacità

inserita, tramite il commutatore S3, sul terminale 10. In particolare le variazioni che si otterrano sono le seguenti:

Posizione di S3	frequenza minima	frequenza massima
su C6	0 Hz	1 Hz
su C7	1 Hz	10 Hz
su C8	10 Hz	100 Hz
su C9	100 Hz	1.000 Hz
su C10	1.000 Hz	10.000 Hz
su C11	10.000 Hz	100.000 Hz

Il potenziometro R19 sarà quello a cui risulterà collegata la scala parlante, con la relativa graduazione per poter stabilire in pratica la frequenza di lavoro dell'oscillatore, sia in onde sinusoidale, triangolare o quadra.

L'altro potenziometro presente su questo stesso circuito (siglato R26) serve, dal canto suo, per regolare finemente la corrente di carica e scarica del condensatore contenuto all'interno dell'8038, cioè per far variare il rapporto fra il tempo di salita e di discesa dell'onda.

I trimmer R32 e R30 sono invece indispensabili, per minimizzare la distorsione dell'onda sinusoidale, che si ottiene da tale integrato modificando l'onda triangolare tramite un blocco formatore, il quale in pratica non fa altro che arrotondare i picchi estremi di tale onda fino a ricavare, con una serie di approssimazioni successive, una sinusoide (vedi fig. 10-11). Il risultato che si ottiene, non regolando bene i due trimmer R32 e R30 può essere quello di ricavare una sinusoide non perfettamente simmetrica, cioè ad esempio con le estremità superiori meno arrotondate rispetto a quelle inferiori.

Se disponete di un oscilloscopio, dovrete perciò regolare questi due trimmer in modo da ricavare un'onda simmetricamente perfetta e la più regolare possibile sia per quanto riguarda gli arrotondamenti delle estremità superiori che di quelle inferiori.

È questo forse l'unico « neo » dell'integrato 8038, il quale pur formando delle onde triangolari e quadre perfette senza bisogno di alcuna regolazione, per quelle sinusoidali richiede invece di procedere ad un ritocco di due trimmer, onde ricavare in uscita un segnale con la minima deformazione possibile.

Ricordiamo comunque che se non disporrete di un oscilloscopio e utilizzerete tale generatore solo per ricavare un segnale di BF, la leggera distorsione presente non disturberà in alcun modo le prove delle risposte in frequenza, in quanto tale distorsione della forma d'onda è completamente inudibile, e solo possedendo un oscilloscopio è possibile rilevare piccole differenze di rotondità che avremo sempre modo di correggere. Abbiamo già accennato che per ottenere una variazione manuale della frequenza generata nelle tre diverse forme d'onda (sinusoidale, triangolare, quadra), si deve agire sul solo ed unico comando, costituito da potenziometro R19.

La frequenza è comunque subordinata anche al valore della capacità dei condensatori che il commutatore S3 collegherà al terminale 10 dell'integrato IC2 (8038), come risulta dalla precedente tabella.

Il fet FT1, presente in questo circuito, serve per ottenere l'effetto « Burst » cioè per ottenere dei treni d'onda (vedi fig. 15).

Le tre forze d'onda disponibili in uscita dell'integrato 8038 (le onde quadre sul piedino 9, le triangolari sul piedino 3 e le sinusoidali sul piedino 2) potrebbero già venire utilizzate direttamente, ma ciò comporterebbe ovviamente delle limitazioni circa l'uso dello strumento. Ad esempio il segnale in uscita avrebbe una tensione efficace di soli 5 volt pp, sufficiente per pilotare degli stadi preamplificatori, ma troppo bassa per stadi finali di BF.

Tale segnale inoltre non risulterebbe riferito allo « zero » di massa, cioè la sinusoide, l'onda triangolare e la quadra partirebbero con l'estremità infe-

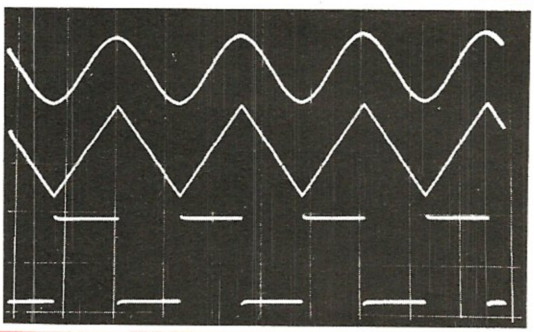


Fig. 4 Come è possibile vedere da questo fotogramma, in uscita dal nostro generatore possiamo prelevare le tre seguenti onde - sinusoidali - triangolari - quadre. A nostro piacimento potremo poi sweeppare queste tre onde (vedi fig. 12) o ottenere dei treni d'onda, come visibile in fig. 15.

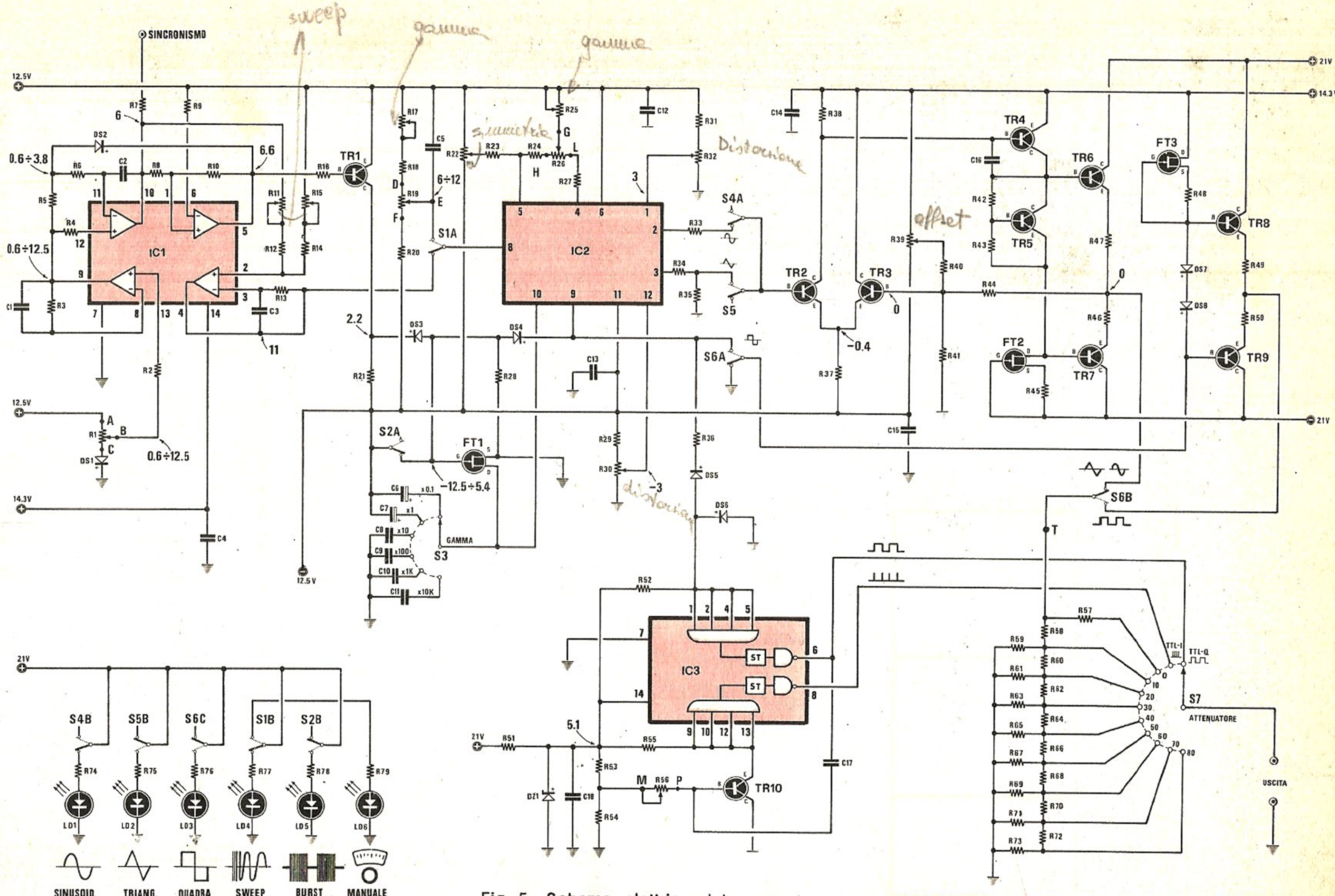


Fig. 5 Schema elettrico del generatore. Lo stadio alimentatore è visibile in fig. 6.

MODIFICHE. - Aggiungere tra la base di TR2 e la massa una resistenza da 68.000 ohm 1/4 di watt.

R1 = 25.000 ohm potenziometro lineare
R2 = 1 megaohm 1/4 watt
R3 = 1 megaohm 1/4 watt
R4 = 220.000 ohm 1/4 watt
R5 = 56.000 ohm 1/4 watt
R6 = 56.000 ohm 1/4 watt
R7 = 220 ohm 1/4 watt
R8 = 680.000 ohm 1/4 watt
R9 = 1 megaohm 1/4 watt
R10 = 1,2 megaohm 1/4 watt
R11 = 50.000 ohm trimmer
R12 = 100.000 ohm 1/4 watt
R13 = 120.000 ohm 1/4 watt
R14 = 220.000 ohm 1/4 watt
R15 = 220.000 ohm trimmer
R16 = 220.000 ohm 1/4 watt
R17 = 1000 ohm trimmer
R18 = 270 ohm 1/4 watt
R19 = 10.000 ohm potenziometro lineare a filo
R20 = 27.000 ohm 1/4 watt
R21 = 22.000 ohm 1/4 watt
R22 = 100.000 ohm trimmer
R23 = 4,7 megaohm 1/4 watt
R24 = 4.700 ohm 1/4 watt
R25 = 5.000 ohm trimmer
R26 = 10.000 ohm potenziometro lineare
R27 = 4.700 ohm 1/4 watt
R28 = 220.000 ohm 1/4 watt
R29 = 47.000 ohm 1/4 watt
R30 = 50.000 ohm trimmer
R31 = 47.000 ohm 1/4 watt
R32 = 50.000 ohm trimmer
R33 = 2.200 ohm 1/4 watt
R34 = 3.300 ohm 1/4 watt
R35 = 6.800 ohm 1/4 watt
R36 = 6.800 ohm 1/4 watt
R37 = 56.000 ohm 1/4 watt
R38 = 6.800 ohm 1/4 watt
R39 = 22.000 ohm trimmer
R40 = 47.000 ohm 1/4 watt
R41 = 3.900 ohm 1/4 watt
R42 = 2.700 ohm 1/4 watt

R43 = 1.800 ohm 1/4 watt
R44 = 10.000 ohm 1/4 watt
R45 = 390 ohm 1/4 watt
R46 = 18 ohm 1/2 watt
R47 = 18 ohm 1/2 watt
R48 = 390 ohm 1/4 watt
R49 = 12 ohm 1/2 watt
R50 = 12 ohm 1/2 watt
R51 = 470 ohm 1/2 watt
R52 = 10.000 ohm 1/4 watt
R53 = 2.200 ohm 1/4 watt
R54 = 2.200 ohm 1/4 watt
R55 = 10.000 ohm 1/4 watt
R56 = 50.000 ohm potenziometro log.
R57 = 47 ohm 1/2 watt 5%
R58 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R59 = 100 ohm 1/4 watt 5%
R60 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R61 = 100 ohm 1/4 watt 5%
R62 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R63 = 100 ohm 1/4 watt 5%
R64 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R65 = 100 ohm 1/4 watt 5%
R66 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R67 = 100 ohm 1/4 watt 5%
R68 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R69 = 100 ohm 1/4 watt 5%
R70 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R71 = 100 ohm 1/4 watt 5%
R72 = 150 ohm 1/4 watt 5%
R73 = 68 ohm 1/4 watt 5%
R74 = 1.000 ohm 1/2 watt
R75 = 1.000 ohm 1/2 watt
R76 = 1.000 ohm 1/2 watt
R77 = 1.000 ohm 1/2 watt
R78 = 1.000 ohm 1/2 watt
R79 = 1.000 ohm 1/2 watt

C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 47.000 pF poliestere
C3 = 10 pF ceramico a disco
C4 = 100.000 pF poliestere

C5 = 100.000 pF ceramico a disco
C6 = 27 mF elettr. al tantalio 25 volt (Vedi articolo)
C7 = 2,7 mF elettr. al tantalio 25 volt (Vedi articolo)
C8 = 270.000 pF poliestere
C9 = 27.000 pF poliestere
C10 = 2.700 pF poliestere
C11 = 270 pF poliestere
C12 = 100.000 pF poliestere
C13 = 100.000 pF poliestere
C14 = 100.000 pF poliestere
C15 = 100.000 pF poliestere
C16 = 12 pF ceramico a disco
C17 = 56 pF ceramico a disco
C18 = 100.000 pF poliestere
TR1 = transistor PNP tipo BC351
TR2 = transistor NPN tipo BC348
TR3 = transistor NPN tipo BC 348
TR4 = transistor PNP tipo BC351
TR5 = transistor NPN tipo BC348
TR6 = transistor NPN tipo BC301
TR7 = transistor PNP tipo BC303
TR8 = transistor NPN tipo BC301
TR9 = transistor PNP tipo BC303
TR10 = transistor PNP tipo BC351

FT1 = FET a canale N tipo 2N3819
FT2 = FET a canale N tipo 2N3819
FT3 = FET a canale N tipo 2N3819
IC1 = circuito integrato LM3900
IC2 = circuito integrato ICL8038
IC3 = circuito integrato SN7413
DS1÷DS8 = diodi al silicio tipo 1N4148-1N914
DZ1 = diodo Zener 5,1 volt 1/2 watt
S1-S2-S4-S5-S6-S8 pulsantiera da stampato
S3 = commutatore 1 via 6 posizioni
S7 = commutatore 1 via 11 posizioni

Varie:

— 6 diodi led rossi
— 1 lampadina 12 volt. 100 mA con portalampada
— 2 BNC da pannello per uscita segnali BF

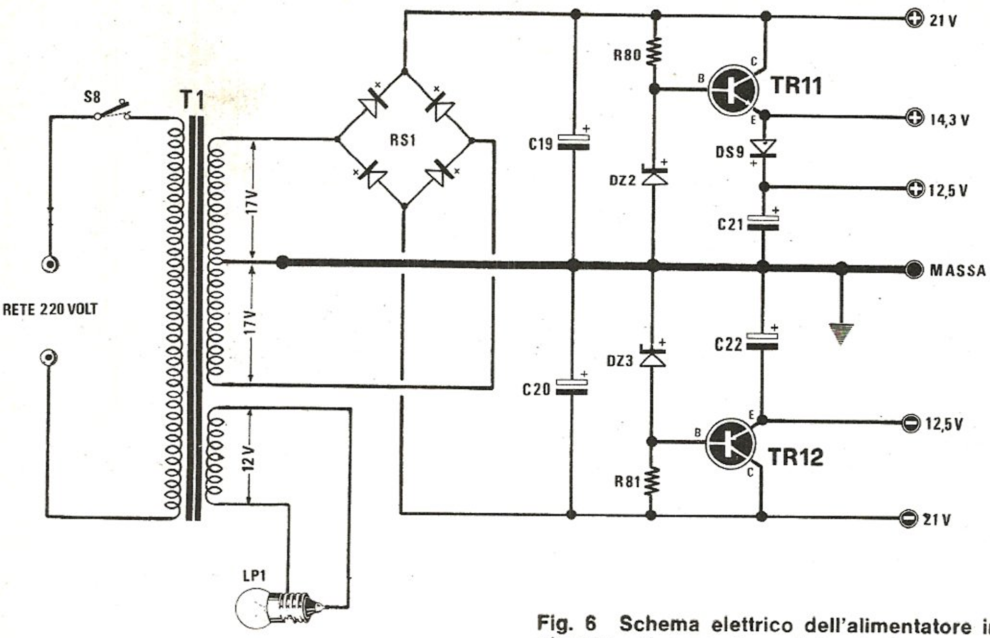


Fig. 6 Schema elettrico dell'alimentatore impiegato nel generatore di funzioni.

ALIMENTATORE GENERATORE FUNZIONI

R80 = 1.500 ohm 1/2 watt
R81 = 2.200 ohm 1/2 watt
C19 - C20 = 1.000 μF elettrolitici 25 volt
C21 - C22 = 47 μF elettrolitici 16 volt
DS9 = diodo al silicio 1N4148-1N914
DZ2 = diodo zener 15 volt 1/2 watt
DZ3 = diodo zener 13 volt 1/2 watt
TR11 = transistor NPN tipo BC 348
TR12 = transistor PNP tipo BC351
RS1 = ponte raddrizzatore 100 volt 1A
T1 = trasformatore: da 30 watt - 17+17 volt 500 mA - 12 volt 200 mA - modello N. 44

riore della semionda negativa da 0 volt, per raggiungere in ampiezza il massimo positivo, anziché risultare simmetriche rispetto allo zero stesso. Supponendo cioè che l'ampiezza del segnale sia 5 volt pp., avremmo un limite inferiore di 0 volt ed un massimo di 5 volt positivi, mentre in pratica è più utile disporre di un segnale il cui minimo si trovi a −2,5 volt rispetto a massa, ed il massimo a +2,5 Volt sempre rispetto a massa.

Il segnale prelevato in uscita direttamente dall'integrato non disporrebbe infine della impedenza idonea, la quale, come sappiamo, non deve mai risultare superiore ai 600 ohm. Perciò volendo ottenere un generatore veramente funzionale, abbiamo dovuto amplificare il segnale di BF generato dall'8038 in modo da elevarlo a valori tali da poter pilotare qualsiasi stadio di BF, modificare tale segnale in modo da renderlo simmetrico rispetto allo 0, calcolare l'impedenza d'uscita in modo da mantenerla sull'ordine dei 50 ohm per evitare che accoppiando il generatore a circuiti con impedenza d'entrata sull'ordine dei 500-600 ohm, non si ab-

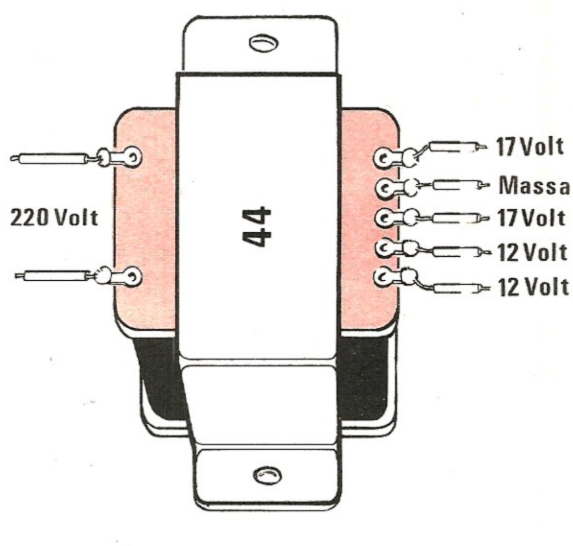


Fig. 7 Disposizione dei terminali sul trasformatore impiegato per questo progetto.

bia una diminuzione d'ampiezza del segnale disponibile e fare altresì in modo che in uscita le tre onde (sinusoidali, triangolari e quadre) presentino la stessa identica ampiezza. Bisogna infatti tener presente che in uscita dall'integrato 8038, tali forme d'onda hanno ampiezze notevolmente diverse: tanto per fare un esempio, il segnale ad onda quadra sull'uscita dell'8038 risulta ben 5 volte maggiore rispetto all'onda sinusoidale, e questa risulta inferiore a quella triangolare.

Per ottenere tutto questo, si è dovuto completare il circuito con altri due stadi BF, uno molto semplice da impiegare solo ed esclusivamente per le onde quadre, ed uno più complesso per amplificare le onde triangolari e sinusoidali.

Lo stadio relativo alle onde quadre è costituito dai transistor TR8-TR9, un NPN ed un PNP dai cui emettitori il segnale viene prelevato ed applicato tramite il deviatore S6B al partitore d'uscita.

Il fet FT3 che troviamo collegato alla base di TR8 esplica esclusivamente la funzione di generatore di corrente costante (3-4 mA) ed è utile per stabilizzare il funzionamento dell'amplificatore composto da TR8-TR9. Il segnale da applicare a tale stadio verrà prelevato tramite il deviatore S6A (abbinato a S6B), dal piedino 9 dell'integrato 8038 ed applicato alla base del transistor TR9. Per l'onda sinusoidale e triangolare, lo stadio amplificatore risulta più complesso del precedente in quanto, deve risultare il più possibile lineare e provvedere anche ad amplificare di almeno 4 volte il segnale preso sull'uscita dell'integrato 8038.

Non è consigliabile, anche se sui Data Application questo non viene detto, utilizzare per questo scopo amplificatori ad integrati, in quanto ben difficilmente si può reperire un integrato con le stesse caratteristiche di velocità che siamo invece riusciti ad ottenere col nostro amplificatore a transistor. Anche ammesso di voler utilizzare ad ogni costo un integrato, avremmo sempre dovuto farlo seguire da uno stadio a transistor di media potenza per ottenere in uscita un segnale adeguato perciò, a conti fatti, si sarebbe solo aumentato il costo di realizzazione senza ottenere alcun vantaggio riguardo alle prestazioni.

Il nostro amplificatore, come vedesi nel disegno, è composto da un primo stadio differenziale (transistor TR2-TR3) in cui è inserito il trimmer R39 che serve per la regolazione dell'offset, come spiegheremo in fase di taratura. A questo primo stadio ne segue un secondo composto da TR4-TR5 il quale serve per pilotare lo stadio finale costituito dai transistor TR6-TR7.

Anche in questo stadio, come noterete, abbiamo preferito inserire un generatore di corrente costante, costituito dal fet FT2, per evitare quelle instabilità che una polarizzazione comune poteva introdurre sul funzionamento.

Il segnale amplificato presente sugli emettitori di TR6-TR7 (vedi R47-R46) verrà poi applicato tramite il deviatore S6B, all'attenuatore composto da un gruppo di resistenze (da R54 a R73) collegate al commutatore S7.

Questo attenuatore è di tipo particolare in quanto è stato calcolato in modo da ottenere un'impendenza costante d'uscita di 50 ohm su qualsiasi posizione esso risulti predisposto.

Le 11 posizioni di cui tale commutatore dispone sono state così assegnate:

posizione 1 = TTL/Q segnale ad onda quadra per integrati TTL
posizione 2 = TTL/1 segnale ad impulsi per integrati TTL
posizione 3 = 0 dB onda quadra, sinusoidale o triangolare di ampiezza 20 volt picco-picco
posizione 4 = —10 dB onde quadre, sinusoidali o triangolare di ampiezza 6,3 Volt picco-picco

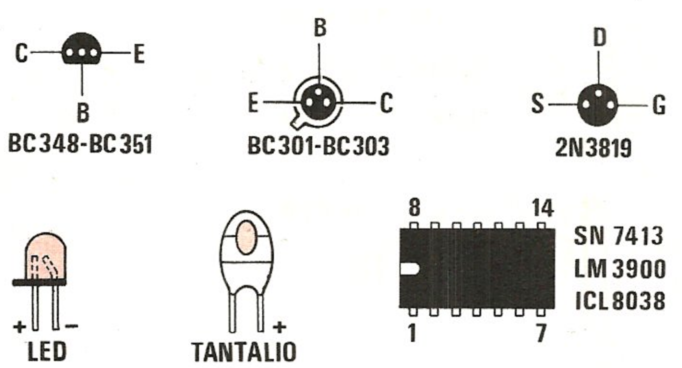


Fig. 8 Connessioni relative ai terminali dei transistor e del fet (visti da sotto) e degli integrati (visti da sopra). Nel disegno è visibile anche la polarità del condensatore al tantalio e del diodo led.

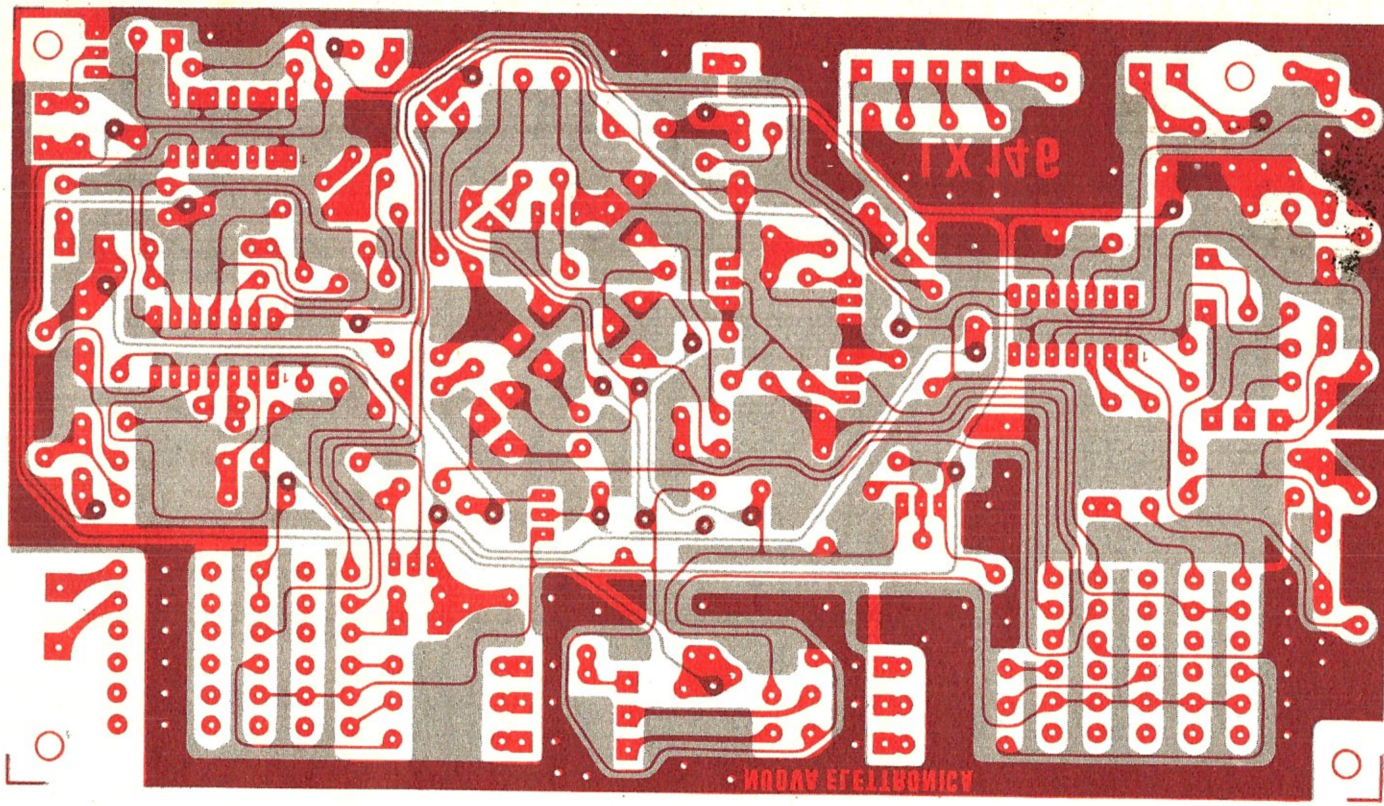


Fig. 9 Circuito stampato a grandezza naturale utile per la realizzazione del generatore di funzioni. Come è possibile constatare, questo circuito (siglato LX 146) risulta a doppia faccia, quindi i fori che presentano un bollino di rame su entrambe le facce (superiore ed inferiore) servono per inserire dei fili di rame necessari a cortocircuitare le due piste in modo che risultino elettricamente collegate.

posizione 5 = —20 dB onde quadre, sinusoidale o triangolare di ampiezza 2 Volt picco-picco
posizione 6 = —30 dB onde quadre, sinusoidale o triangolare di ampiezza 0,63 Volt picco-picco
posizione 7 = —40 dB onde quadre, sinusoidale o triangolare di ampiezza 0,2 Volt picco-picco
posizione 8 = —50 dB onde quadre, sinusoidale o triangolare di ampiezza 63 millivolt picco-picco
posizione 9 = —60 dB onde quadre. sinusoidale o triangolare di ampiezza 20 millivolt picco-picco
posizione 10 = —70 dB onde quadre, sinusoidale o triangolare di ampiezza 6,3 millivolt picco-picco
posizione 11 = —80 dB onde quadre, sinusoidale o triangolare di ampiezza 2 millivolt picco-picco

Nota: i valori di tensione riportati si riferiscono ad un carico di 600 ohm.

Si è adottato il sistema di attenuazione in dB, anziché scegliere una regolazione manuale per diversi motivi il primo dei quali è stato dettato dalla volontà di ottenere un'impedenza d'uscita costante per ogni posizione del commutatore in modo che l'ampiezza del segnale non venga modificata in funzione del carico e secondariamente perché il guadagno di un amplificatore o preamplificatore viene generalmente espresso in dB quindi disponendo di uno scatto di 10 in 10 dB potremo più facilmente rilevare il grado di amplificazione di un qualsiasi stadio di BF.

Non riteniamo quindi né utile né comodo applicare in uscita un potenziometro per dosare il segnale a valori intermedi dei 10 dB da noi prefissati in quanto tale funzione può sempre essere ottenuta agendo sul potenziometro di volume dell'amplificatore in esame.

Giunti all'attenuatore d'uscita ci rimane ancora un ultimo stadio da prendere in considerazione, cioè quello relativo all'integrato IC3 ed al transistor TR10 ad esso collegato. Questo stadio, come avrete già compreso dalla descrizione dello schema a blocchi, serve esclusivamente per ottenere da questo stesso generatore due segnali utili a pilotare integrati digitali della serie TTL, cioè per ottenere in uscita un segnale ad onda quadra o ad impulsi con uno stato logico 0 (o LOW) caratterizzato da una tensione di circa 0,2 volt ed uno stato logico 1 (o HIGH) caratterizzato da una tensione di circa 5 volt positivi, segnale che non potremmo prelevare diversamente non essendo compatibile con quelli forniti in uscita da nessun generatore di BF.

Per ottenere questo utilizzeremo l'onda quadra fornita dall'8038 e tramite un circuito adattatore formato da R36-DS-DS6, la applicheremo sui terminali d'entrata del primo trigger di Schmitt dell'integrato IC3 (un SN7413).

In uscita dal piedino 6 di questo integrato avremo quindi disponibile un'onda quadra con un fronte di salita e di discesa così ripidi che l'integrato 8038 non sarebbe mai stato in grado di fornirci (tempi inferiori ai 20 millisecondi su entrambi i fronti).

Tali fronti non vengono minimamente influenzati dalla frequenza, cioè sia alla minima che alla massima frequenza l'onda quadra dispone delle stesse caratteristiche. Oltre all'onda quadra dal generatore potremo ancora prelevare segnali ad impulsi sempre idonei per pilotare integrati TTL e per ottenere questo secondo segnale sfrutteremo l'ultimo trigger di Schmitt contenuto nell'integrato SN7413, cioè quello congiunto al transistor TR10.

Tramite il potenziometro R56 abbiamo poi una altra possibilità, cioè quella di variare la durata di questi impulsi da un minimo di 1,5 microsecondi, ad un massimo di 100 millisecondi.

Per rendere lo strumento ancor più funzionale ed esteticamente più perfetto è stata infine adottata per ogni funzione un'indicazione visiva costituita da 6 diodi led che si accenderanno sul pannello frontale ogniqualvolta si pigierà il relativo pulsante.

Questo controllo visivo è molto utile e serve per evitare che durante l'uso l'operatore si dimentichi ad esempio di escludere lo sweep o il burst, in quanto queste due funzioni possono operare contemporaneamente su tutte le forme d'onda.

L'ALIMENTATORE

Per alimentare questo generatore di funzioni si richiedono diverse tensioni che potremo così riassumere:

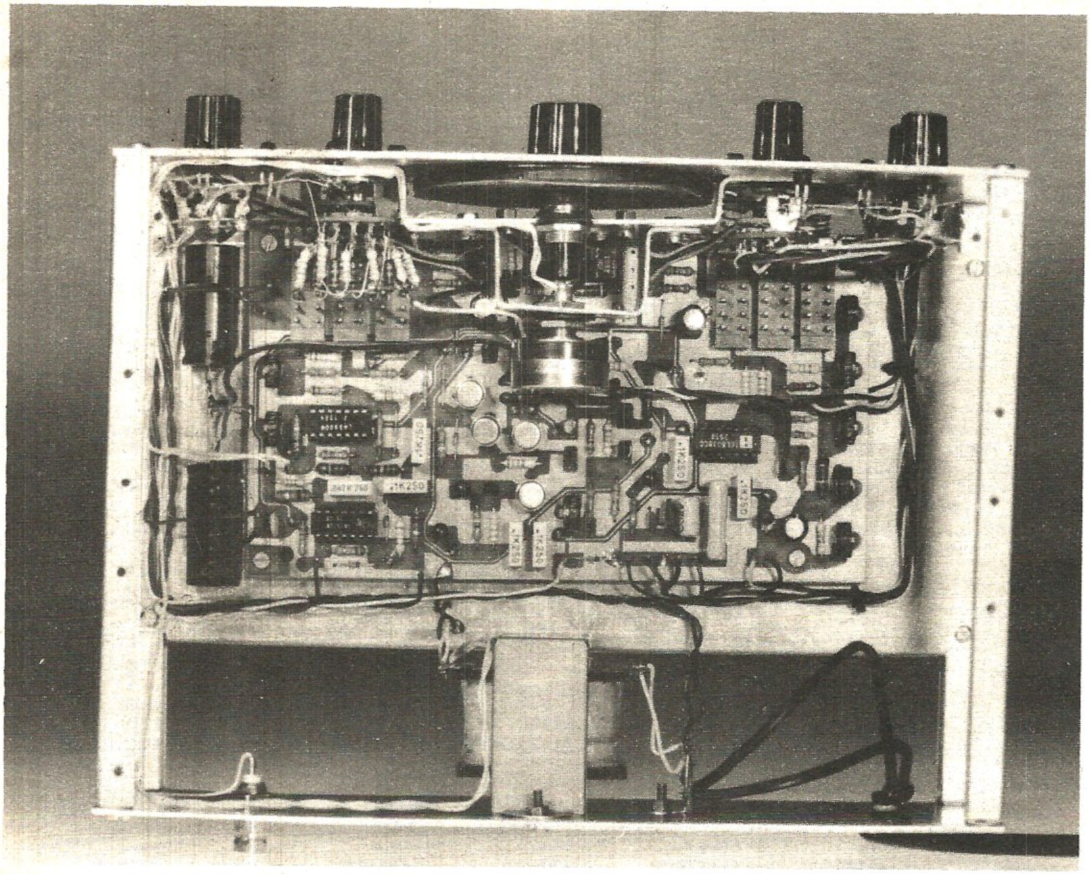
Tensioni Positive rispetto alla Massa
+21 Volt
+14,3 Volt
+12,5 Volt

Tensioni Negative rispetto alla Massa
—21 Volt
—12,5 Volt

Tensione supplementare
12 Volt alternati per la lampada spia LP1

Tali tensioni, come vedesi nello schema elettrico di fig. 6, si ottengono facilmente con un solo trasformatore provvisto di un unico secondario in grado di erogare 17+17 Volt 0,5 amper a cui andranno collegati i transistor TR11-TR12.

Per evitarvi di dover effettuare i collegamenti tra l'alimentatore ed i vari punti del circuito, quindi per eliminare ogni possibilità di errore, abbiamo incluso tutto lo stadio di alimentazione (escluso



il solo trasformatore) direttamente sul circuito stampato in modo da semplificare al massimo il montaggio.

Foto interna del primo prototipo del generatore di funzioni. Si noti la posizione del trasformatore di alimentazione, fissato sul pannello posteriore, e quella del potenziometro R19 abbinato alla demoltiplica e alla relativa scala parlante a disco del quadrante.

REALIZZAZIONE PRATICA

Consapevoli delle difficoltà che incontra il lettore quando deve effettuare numerosi cablaggi per le connessioni dei commutatori e ben conoscendo gli errori che esso commette a tal proposito, abbiamo cercato di studiare un circuito stampato che potesse ridurre al minimo tali collegamenti, quindi che potesse, riducendo al minimo gli errori, offrire la possibilità anche al principiante di procedere alla realizzazione con la totale sicurezza di un perfetto funzionamento a montaggio ultimato.

Abbiamo quindi eliminato i commutatori rotativi ed in sostituzione abbiamo utilizzato commutatori e pulsante che inseriti direttamente sul circuito stampato permettono di ottenerne automaticamente le connessioni desiderate.

Rimangono si due commutatori rotativi, cioè S3 ed S7, ma le loro connessioni sono così semplici che riteniamo non comportino alcuna difficolta per chiunque.

A questi collegamenti si aggiungono quelli relativi ai potenziometri e ai diodi led ma le indicazioni riportate sulla serigrafia del circuito stampato e lo schema pratico di fig. 13-14 riteniamo siano più che sufficienti per rendere anche questa operazione semplice da effettuare e senza possibilità di errore.

Come si potrà notare infatti sulla serigrafia, in prossimità di ogni terminale è riportata una lettera od un numero che ritroveremo presente anche sullo schema elettrico. Ad esempio, ai due estremi del potenziometro R19 sullo schema elettrico tro-

veremo indicate le lettere D-F e per il cursore centrale la lettera E e parimenti, sul circuito stampato, vicino all'integrato IC2 troviamo indicate le lettere F-D mentre la lettera E che si dovrà congiungere al cursore è visibile, sulla destra vicino ai commutatori a pulsante (commutatore indicato S1A-S1B).

Solo per il commutatore S3, (vedi in alto a sinistra) troviamo il terminale S3 (che andrà collegato al cursore) ed in prossimità di questo altri 6 terminali indicati da 1 a 6 che corrispondono appunto alle portate. Il n. 1 è la frequenza più bassa (da 0,1 a 1 Hz) (X = 0,1), ed il n. 6 o quella più alta da (10.000 a 100.000 Hz) (X = 10 k). Anche per i diodi led vedi in basso al centro, risulta indicato LED1, LED2 ecc., che corrisponderanno ai Led, come indicato nello schema elettrico, cioè il Led n. 1 è quello relativo all'onda sinusoidale, il Led n. 2 a quella triangolare, ecc.

Quindi per tutte le connessioni esterne al circuito stampato esistono indicazioni più che sufficienti per agevolare il montaggio.

Il circuito stampato porta la sigla LX146, è visibile in figura 9 a grandezza naturale, e come è intuibile, risulta a doppia faccia in fibra di vetro.

Prima di effettuare il montaggio sarà quindi necessario collegare le piste inferiori con quelle superiori, in modo da ottenere un completo collegamento elettrico. La ricerca delle piste che debbono risultare collegate tra di loro è estremamente facile in quanto basterà rilevare che lo stesso foro interessi una pista sul lato componenti e una sul lato saldature.

Per tali collegamenti, come abbiamo già più volte ripetuto, utilizzate dei sottili fili di rame nudo (estraendoli da uno spezzone di piattina per impianti elettrici), ripiegate tale filo ad L su una estremità (la parte ripiegata dovrà risultare di poche millimetri) infilate il filo entro il foro, facendo in modo che la parte ripiegata si trovi rivolta sulla pista di rame interessata (altrimenti potrebbe involontariamente andare in contatto con piste adiacenti) ed effettuate la stagnatura.

Voltate quindi la piastra del circuito stampato, ripiegate l'estremità del filo nuovamente ad L, tagliate l'eccedenza con un tronchesino, e saldate queste altre estremità sulla pista di rame da questo lato. Così facendo eviterete che mentre stagnate il filo da un lato, esso possa sfilarsi dal lato opposto.

Poiché il circuito stampato non è forato, effettuate i fori con punte da 1 mm., utilizzando diametri maggiori solo per quei componenti che lo richiedono (ad esempio commutatori, trimmer, ecc.).

Non usate punte di diametro superiore ad un

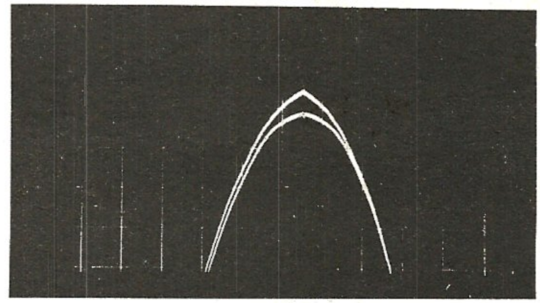


Fig. 10 Se in fase di taratura non si regolano bene i due trimmer R30-R32 la curvatura dell'onda sinusoidale non risulterà perfetta, ma molto appuntita come vedesi in figura.

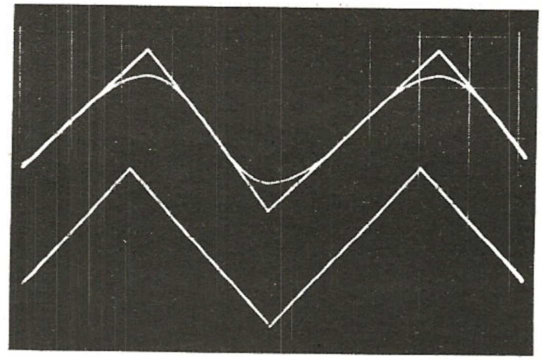


Fig. 11 L'onda sinusoidale viene infatti ottenuta dall'integrato sfruttando la triangolare e i due trimmer sopra citati servono appunto per poter meglio arrotondare le due estremità di tale onda.

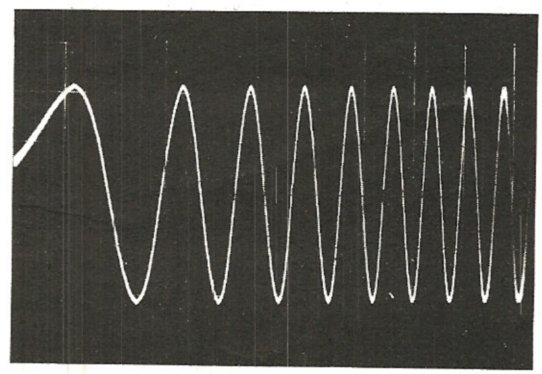
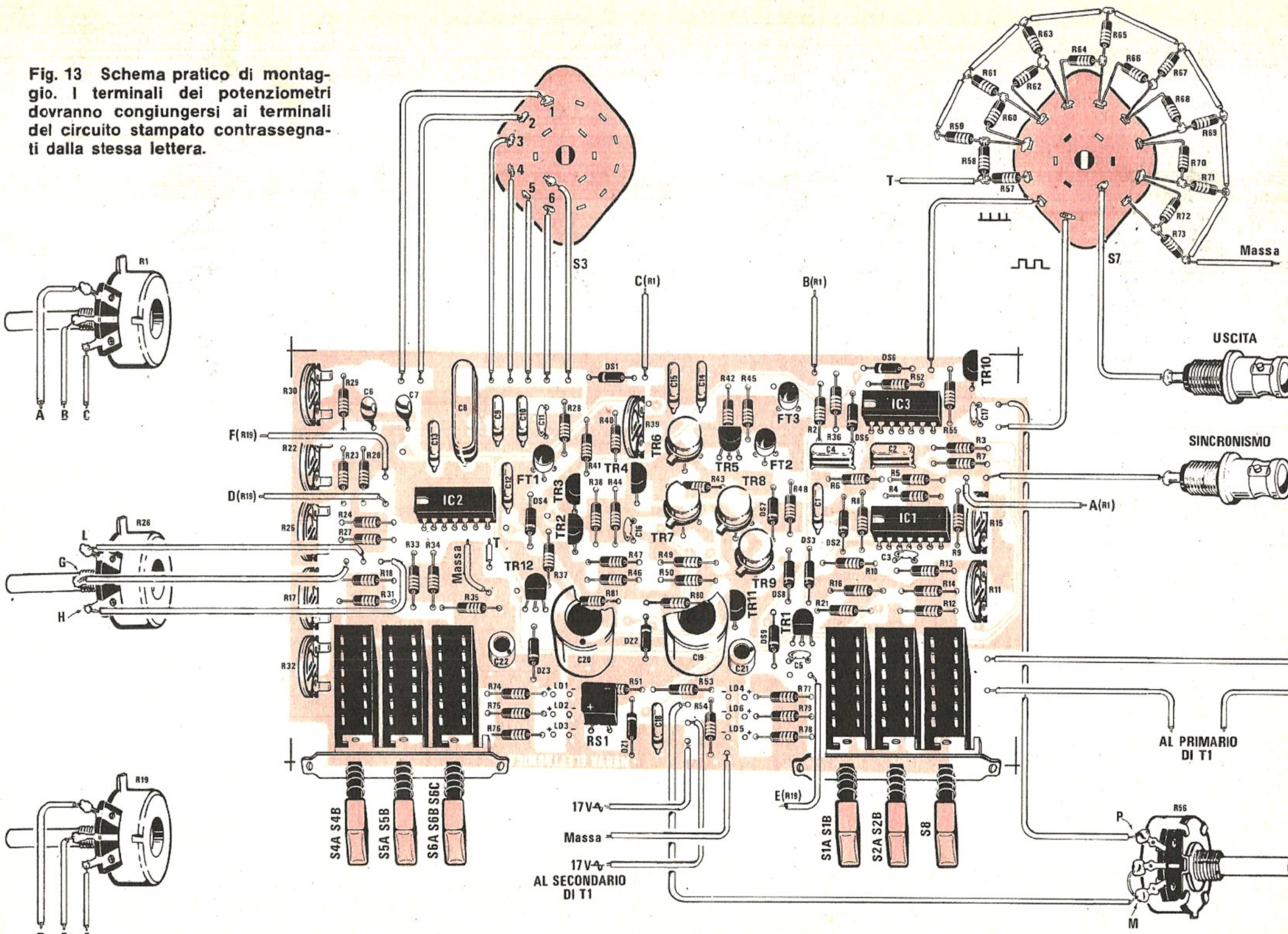


Fig. 12 Pigiando il commutatore « sweep » dal generatore otterremo uno spazzolamento su tutta la gamma di frequenza, sulla quale è predisposto il commutatore di gamma S3.

Fig. 13 Schema pratico di montaggio. I terminali dei potenziometri dovranno congiungersi ai terminali del circuito stampato contrassegnati dalla stessa lettera.



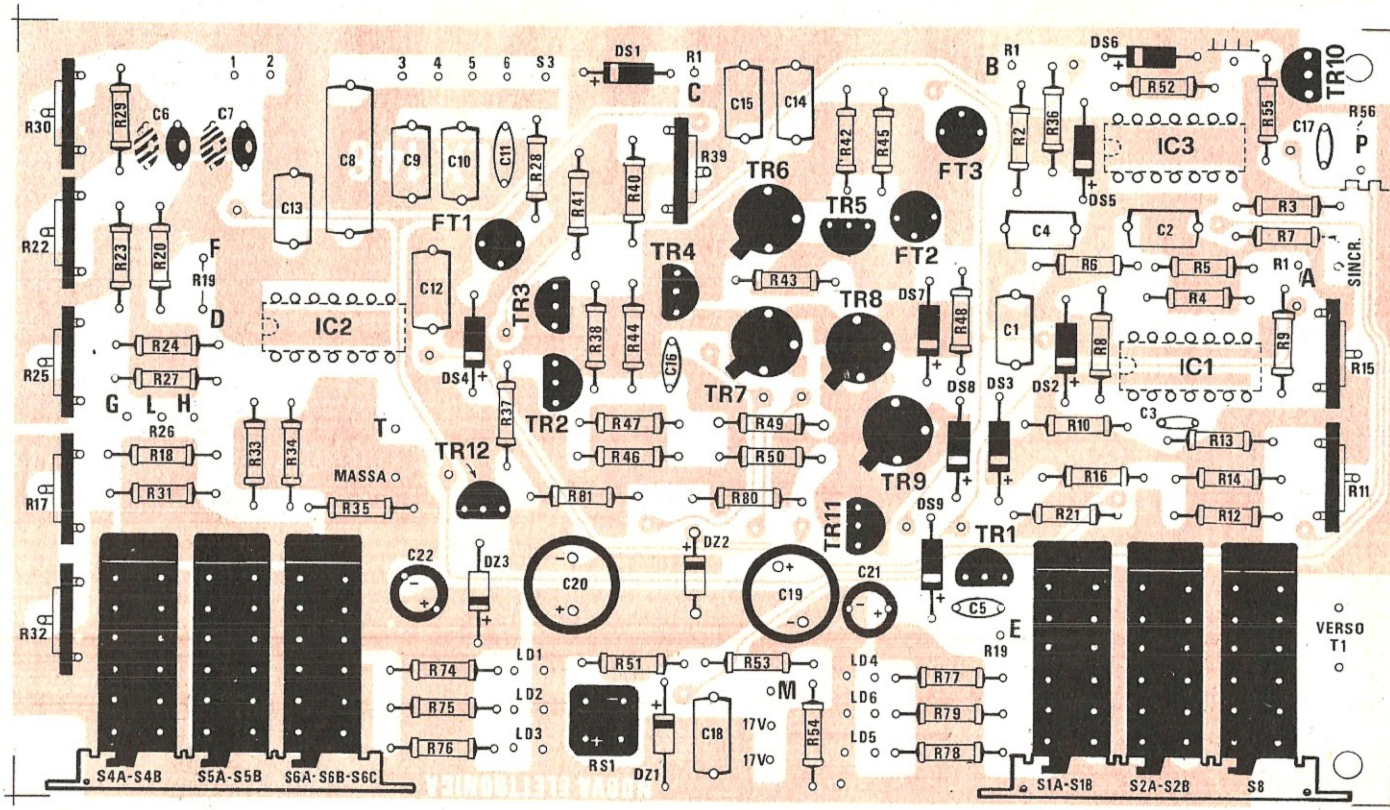


Fig. 14 Questo disegno serigrafico riportato sul circuito stampato aiuterà notevolmente il lettore nel montare il circuito in quanto sono riportate le sagome, e relative tacche di riferimento dei transistor, fet ed integrati, la polarità dei diodi e dei condensatori elettrolitici, nonché le sigle dei vari componenti. Per ognuno dei due condensatori C6 e C7 (al tantalio) è stato previsto un foro supplementare in modo da poter ricavare la capacità desiderata con due condensatori in parallelo nell'eventualità non si reperisse il valore richiesto.

1 mm. laddove non è assolutamente necessario, poiché non fareste altro che allargare eccessivamente i fori, quindi rendere le stagnature dei terminali più difficoltose.

Per questa operazione non è necessario, anzi è controproducente, utilizzare trapani elettrici da fabbro, in quanto non solo l'operazione risulterebbe più difficoltosa, ma le punte che rompereste sarebbero veramente tante.

Acquistate invece in ferramenta un economico trapanino saliscendi da traforo, e vedrete quanto tutto risulta più semplice, anche perché sul circuito stampato per ogni foro è presente un bollino di riferimento che permetterà alla punta di centrare automaticamente la pista di rame.

Non iniziate mai il montaggio col proposito di terminarlo in meno di un'ora, bensì procedete con calma, ed anche se impiegherete una serata in più ricordatevi che state costruendo uno strumento di misura per laboratorio, cioè uno strumento che non solo dovrà risultare efficiente, ma anche esteticamente presentabile.

Perciò vi consigliamo quando fisserete le resistenze, e i diodi, di ripiegare i loro terminali con il becco di una pinza, in modo che le loro estremità risultino equidistanti. Ricordate che il tempo necessario per effettuare un montaggio « perfetto » ed uno « pasticciato » è identico, quindi scegliete sempre la prima soluzione, in quanto nel 90% dei casi una perfetta estetica si accompagna ad un perfetto funzionamento.

Fate quindi in modo che le resistenze, appoggino sul circuito stampato e quando fissate i transistor, cercate che questi si trovino tutti ad uguale altezza, e possibilmente non inclinati. Ricordatevi che i condensatori elettrolitici hanno una polarità che va rispettata e che sull'involucro troverete riportato sempre il terminale positivo e quello negativo (nel caso acquistaste degli elettrolitici verticali sprovvisti di tale indicazione, ricordatevi che il terminale più *lungo* è sempre il positivo). Per i condensatori al tantalio, sull'ultima pagina della rivista troverete riportato il codice dei colori per individuarne la capacità, mentre per quanto concerne la polarità disponete tale condensatore in modo da vedere frontalmente il « punto » colorato, posto al centro del suo corpo, e così facendo sappiate che a destra si troverà il polo *positivo* e a sinistra il *negativo*.

Ricordatevi infine che il condensatore al tantalio è un condensatore di precisione; però ha il difetto che se lo si collega sul circuito con polarità invertita si « brucia » subito, quindi occorre sostituirlo.

Poiché le capacità richieste per il nostro circuito non sempre sono reperibili, ci si trova nella neces-

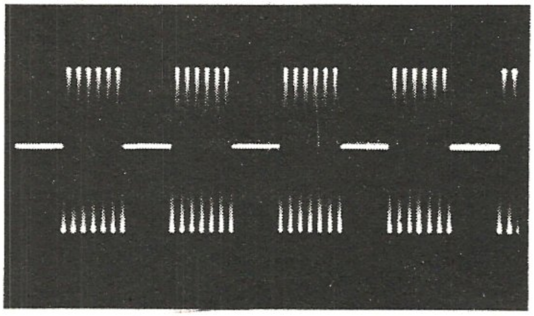


Fig. 15 Pigiando il pulsante « burst » in uscita dal generatore otterremo dei treni d'onda simili a quello visibile in questa foto.

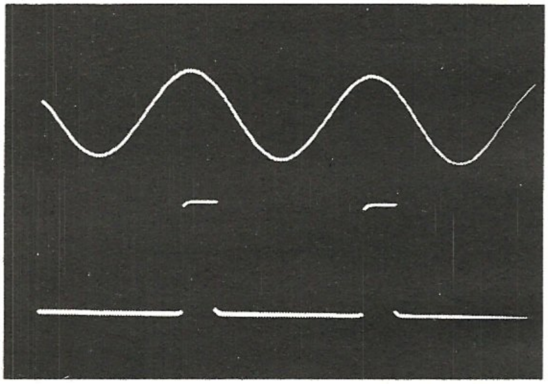


Fig. 16 Ruotando il commutatore S3 sulle due posizioni TTL noi potremo ottenere in uscita delle onde quadre o degli impulsi a livello logico digitale, idonei cioè per pilotare apparecchiature realizzate con integrati TTL.

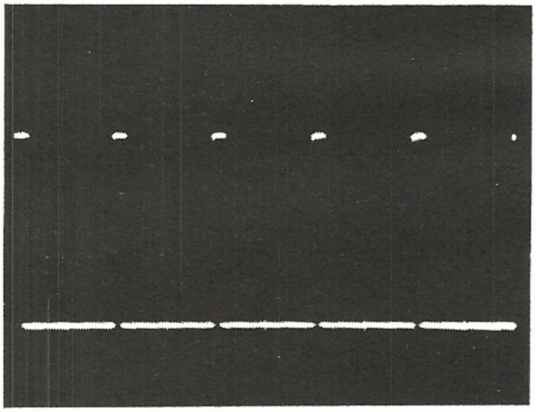


Fig. 17 Agendo sul potenziometro R56 noi possiamo ottenere impulsi TTL di durata variabile da un minimo di 100 nanosecondi ad un massimo di 1,5 microsecondi.

sità di fare dei paralleli con due o tre condensatori, e per questo sullo stampato esiste lo spazio, in previsione di una tale eventualità.

Per lo stadio di alimentazione non esiste nessun problema, in quanto come accennato, lo abbiamo incluso sul circuito stampato, effettuando tutte le relative connessioni. Sarà quindi sufficiente collegare il secondario di T1, cioè i due estremi dei 17 Volt e la presa di massa dello stampato stesso per aver già il circuito dell'oscillatore alimentato.

I commutatori a pulsante, come constaterete, pur essendo tutti e due (quelli di destra e quelli di sinistra) in gruppo di 3 commutatori su un unico supporto, sono diversi uno dall'altro.

In quello di sinistra, cioè S4-S5-S6, pigiando un pulsante, automaticamente si disinserisce quello successivo cioè non è possibile avere due commutazioni contemporaneamente: questo perché se noi abbiamo necessità di disporre in uscita di un segnale sinusoidale, non è certo ammissibile che ne esista un altro, cioè triangolare o quadro.

Quello di destra invece, cioè S1-S2-S8, pur essendo sempre in gruppo di 3, è a commutazione singola, cioè pigiando un pulsante non si esclude l'altro, in quanto S8 serve per fornire tensione al trasformatore T1, e gli altri due per ottenere in uscita un segnale con sweep, ma anche con « burst », o separatamente uno dall'altro.

PARTE MECCANICA

Perché uno strumento possa essere definito tale è necessario che anche tutta la parte meccanica marginale sia idonea alle caratteristiche dell'apparecchio. Quindi ci siamo preoccupati, non solo di adattare il circuito ad un contenitore metallico, ma pure di realizzare una mascherina frontale già incisa e forata in alluminio ossidato, in modo da rendere il tutto esteticamente molto presentabile.

La scala graduata in plexiglass bleu, illuminata posteriormente dalla lampadina LP1, dà a tutto l'insieme l'aspetto di uno strumento professionale.

Il montaggio dello strumento si completerà quindi solo dopo aver applicato il circuito stampato sulla piastra interna in alluminio della scatola scegliendo la posizione di questo, in modo che le manopole dei commutatori a pulsante si trovino in posizione tale che pigiandole, non abbiano ad entrare totalmente nell'interno della mascherina frontale. Per il fissaggio dei diodi led si utilizzeranno le apposite anelline di fissaggio, fornite assieme agli stessi. Tali anelline si infileranno anteriormente nei relativi fori, poi si inseriranno posteriormente i diodi, e la graffetta di fermo che terrà bloccati diodo ed anellina sul foro.

Sul pannello posteriore andrà fissato il trasformatore T1 e la presa per il sincronismo. La parte meccanica che richiede più precisione del montaggio risulta quella relativa alla demoltiplica del potenziometro a filo R 19.

Troverete infatti inclusi nella scatola due squadrette metalliche, una utile per fissar su di essa la manopola demoltiplicata, e la lampadina LP1 per illuminare la scala, ed una seconda che serve invece solo ed esclusivamente per fissare il potenziometro a filo, vedi figura 18-19.

Consigliamo quindi di fissare innanzitutto la de-



Nella foto, come si presenta a realizzazione ultimata questo generatore di funzioni.

moltiplica sulla propria squadretta, e di avvitare poi questa sulla seconda, utilizzando delle viti da 3 mm.

Si applicherà infine sulla seconda squadretta il potenziometro a filo, si controllerà che il perno entri nel foro della demoltiplica, e se questo dovesse risultare troppo lungo, lo si accorcerà, di quel tanto da non essere costretti a forzare la posizione relativa delle 2 squadrette.

In seguito si controllerà la parallasse tra il perno del potenziometro e quello della demoltiplica, correggendo eventuali piccole differenze sui fori di fissaggio delle due squadrette.

Eseguita tale operazione, si applicherà sulla squadretta della demoltiplica il supporto per la lampadina LP1, si fisserà alla demoltiplica la scala in plexiglass, e si ruoterà la demoltiplica stessa in modo che l'inizio della scala collimi con il punto di riferimento posto sul pannello frontale esternamente.

Si ruoterà poi il perno del potenziometro in modo da ottenere una completa escursione della scala graduata, quindi si fisserà tale perno alla demoltiplica stringendo a fondo le viti.

Le due squadrette, già congiunte e complete di demoltiplica, potenziometro scala graduata e lampadina LP1, andranno applicate sull'interno del pannello frontale, cercando di far collimare i due fori di tale squadretta con i fori relativi ai due commutatori S3 e S7.

Si infileranno infine questi due commutatori e con i loro dadi si stringerà tale squadretta sul pannello frontale in modo da ottenere un corpo unico.

Controllate che il perno della demoltiplica esca senza difficoltà dal proprio foro ed in caso contrario correggete le piccole differenze esistenti spostando la squadretta stessa sotto i due commutatori S3-S7.

Terminato il montaggio di questa parte meccanica, potremo effettuare i restanti collegamenti cioè collegare il trasformatore T1, la presa schermata BNC per prelevare il segnale in uscita, i diodi led, la lampadina LP1, il potenziometro R19 e i due commutatori rotativi.

Applicheremo infine le manopole ed il montaggio risulterà ultimato.

Rimane solo da effettuare una taratura dei vari trimmer presenti sul circuito stampato, operazione questa che dovrete effettuare secondo le indicazioni che ora vi forniremo.

TARATURA

Prima di procedere alla taratura dobbiamo anticiparvi che i fili che si collegano al commutatore di gamma S7 **non debbono risultare attorcigliati** fra di loro poiché così facendo si ottengono delle capacità parassite più che sufficienti per alterare il valore della frequenza rispetto a quanto indicato sulla scala graduata.

Questi collegamenti andranno quindi effettuati con fili tenuti anche l'uno vicino all'altro ma non attorcigliati.

Anche se il potenziometro a filo da noi fornito è preciso e perfettamente lineare, con una tolleranza dell'1%, è intuibile che esisterà sempre una piccola tolleranza causata dai condensatori, tolleranza perfettamente ammissibile e comune a tutti i generatori di BF la cui scala graduata viene stampata in serie. Quindi è giusto far presente che se sintonizzeremo l'oscillatore in modo che la scala graduata indichi una frequenza in uscita di 1.000 Hz, è assurdo pensare che essa corrisponda esattamente a 1.000 Hz, in pratica questo potrebbe ad esempio risultare di 1.003 oppure di 997 Hz, cioè un valore molto prossimo a quello desiderato che non pregiudica affatto l'impiego dello strumento per il controllo degli amplificatori. Chi tuttavia avesse necessità di utilizzare il generatore per impieghi particolarissimi, quali ad esempio la taratura di filtri a frequenze ben determinate e con assoluta precisione, è ovvio che dovrà disporre di un frequenzimetro per misurare con la massima precisione la frequenza generata.

Quindi coloro che lo impiegheranno per la taratura di organi elettronici dove si ha bisogno di disporre di « frequenze esatte », ovviamente saranno pure attrezzati di frequenzimetro ed oscilloscopio per poter eseguire tali controlli con il rigore che questa particolare applicazione richiede.

Per uso normale invece tale precisione assoluta non è richiesta quindi anche se la scala graduata, come già accennato in precedenza, è affetta da una piccola tolleranza, questo non comporta alcuna limitazione in quanto le variazioni riscontrabili sono sempre molto piccole.

Se avessimo voluto ottenere una precisione assoluta sulla graduazione della scala non avremmo potuto preparare e far incidere in serie il disco in plexiglass della demoltiplica, ma avremmo dovuto inviarvi dei dischi vergini lasciando al lettore il compito di graduare caso per caso il proprio oscillatore, operazione questa non sempre gradita anche perché, oltre alla difficoltà d'incisione, sarebbe sempre richiesta da parte del lettore la disponibilità di un frequenzimetro. Quindi chi possiede tale strumento avrà sempre la possibilità di far coincidere la scala graduata già incisa col valore effettivo di frequenza agendo sul valore dei condensatori (C6, C7, C8, C9, C10, C11), oppure

aggiungendone altri in parallelo a questi.

Dopo questa breve ma necessaria premessa possiamo procedere a spiegare come dovrete effettuare la taratura del nostro oscillatore.

A questo proposito è ovvio che se userete il generatore come semplice generatore di segnali di BF, cioè non avrete in dotazione nel vostro laboratorio un oscilloscopio per controllarne le forme d'onda, non potrete assolutamente procedere ad una taratura « raffinata ».

Tutte le operazioni che ora elencheremo sono quindi subordinate al fatto di possedere o meno un oscilloscopio.

TARATURA SIMMETRIA *(Trimmer R22)*

a) ruotare la manopola « Simmetria » (R26) in modo che l'indice si venga a trovare in corrispondenza del centro di rotazione (indicato sulla mascherina con un punto rosso).

b) pigiare il tasto « Onda Quadra » facendo attenzione che non risulti inserito né il « burst » né lo « sweep, cioè si deve accendere il solo *led* dell'onda quadra.

c) spostare il commutatore di gamma sulla portata X 1.000 e regolare la sintonia in modo che la scala indichi 10, cioè in modo da ottenere in uscita una frequenza di circa 10.000 Hz.

d) agire sui comandi dell'oscilloscopio in modo da visualizzare la forma d'onda e regolare lo SWEEP-TIME in modo da far apparire sullo schermo due o tre onde quadre.

e) regolare il trimmer R22 in modo da ottenere una perfetta simmetria dell'onda quadra, cioè in modo tale che sia le semionde positive che quelle negative risultino identiche.

TARATURA GAMMA DI FREQUENZA*(trimmer R17 e R25)*

a) lasciare sempre il generatore predisposto in modo da prelevare in uscita l'onda quadra.

b) ruotare la manopola della sintonia in modo che l'indice corrisponda esattamente col 10.

c) spostare il commutatore della portata sulla posizione X 1.000 in modo che in uscita si abbia una frequenza di 10 x 1.000 = 10.000 Hz.

d) regolare il trimmer R25. finché non si otterrà in uscita esattamente la frequenza di 10.000 Hz (chi non possiede un frequenzimetro, spostando la manopola dello SWEEP-TIME dell'oscilloscopio sulla posizione 0,1 millisecondi dovrà veder comparire sullo schermo esattamente 10 onde quadre.

e) effettuata tale regolazione, ruotare la manopola del potenziometro R19 fino a leggere un 1 sulla scala demoltiplicata (poiché la portata è ancora in posizione X 1.000 in uscita dovremo ritrovare una frequenza di 1.000 Hz).

f) controllare con un frequenzimetro se effettivamente in uscita è presente questa frequenza e se non corrisponde regolare il trimmer R17 fino a farla coincidere; (sull'oscilloscopio dovranno comparire 10 onde quadre se la manopola dello SWEEP-TIME è in posizione 1 millisecondi, oppure una sola onda quadra se è in posizione « 0,1 millisecondi »).

TARATURA DISTORSIONE *(trimmer R30 e R32)*

La taratura della distorsione si riferisce solo all'onda sinusoidale in quanto quella triangolare e quella quadra risultano perfette.

a) premere il tasto « onda sinusoidale » in modo da ottenere in uscita un'onda sinusoidale anziché quadra come la utilizzavamo in precedenza.

b) ruotare il commutatore di portata sulla posizione X 10 e la sintonia sulla graduazione 5 in modo da ottenere in uscita una frequenza di 50 Hz.

c) controllare all'oscilloscopio la forma d'onda della tensione di rete a 50 Hz prelevandola dal secondario di un trasformatore che disponga di un'uscita a 10-15 volt e disegnare con un pennarello in modo perfetto sullo schermo dell'oscilloscopio la forma di tale onda (con un battufolo imbevuto di alcool potrete in seguito pulire lo schermo del tubo).

d) visualizzare in sostituzione della sinusoide di rete l'onda a 50 Hz generata dal nostro oscillatore regolando i vari comandi sull'oscilloscopio in modo da farla collimare con la forma d'onda disegnata in precedenza sullo schermo.

e) così facendo si noterà che la forma d'onda erogata dal generatore non è perfetta come quella precedente bensì che la curvatura superiore ed inferiore della sinusoide risulta più appuntita o troppo piatta (vedi fig. 10).

f) regolare i due trimmer R30 e R32 in modo da rendere la sinusoide generata dall'oscillatore il più possibile perfetta e simile a quella disegnata.

Nota: il sistema di taratura da noi consigliato è molto semplice ed alla portata di coloro che possegono un'attrezzatura limitata.

È però ovvio che chi disporrà di un oscilloscopio a doppia traccia potrà far apparire contemporaneamente le due sinusoidi (quella di rete o di un altro generatore di BF e quella del nostro oscil-

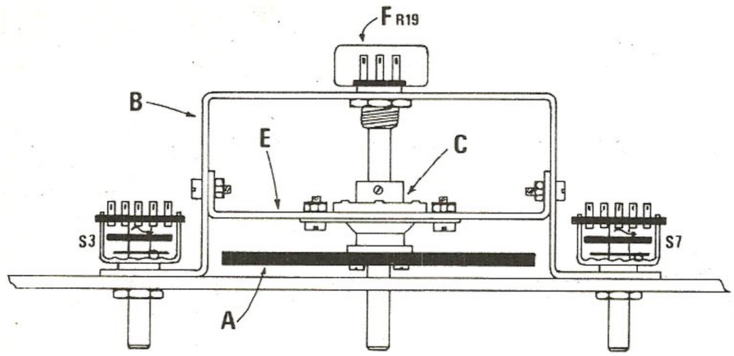


Fig. 18 In questo disegno si può vedere come debbono essere fissati sul pannello frontale, sfruttando le apposite fascette, il potenziometro R19, la demoltiplica e il quadrante graduato:
A = quadrante
B = squadretta principale
C = demoltiplica
D = lampada per quadrante
E = squadretta per demoltiplica
F = potenziometro R19

latore), sovrapporle e quindi ritoccare i due trimmer in modo da renderle similari come forma fra di loro.

TARATURA DI OFFSET IN CC *(trimmer R39)*

La taratura dell'offset, serve esclusivamente a ottenere che il segnale di BF, sia sinusoidale, triangolare o ad onda quadra, risulti perfettamente simmetrica rispetto allo zero, cioè a massa.

Vale a dire che il picco della semionda negativa dovrà risultare rispetto alla massa di ampiezza esattamente pari al picco positivo, sempre prendendo come riferimento la massa.

Cioè se noi abbiamo un segnale di 20 volt picco a picco, potremmo ottenere, tanto per fare un valore di 15 volt rispetto alla massa e di conseguenza quelle negative, risultino di 5 volt (negative) sempre rispetto a massa; mentre è logico che dovremmo ottenere 10 Volt per le semionde positive e altrettanti 10 Volt per quelle negative.

Per effettuare tale taratura si possono adottare due sistemi diversi ma altrettanto validi. Come prima operazione pigieremo il commutatore *onde sinusoidali.*

Porteremo il commutatore delle portate sulla posizione X 100.

Ruoteremo la sintonia (potenziometro R19) sulla graduazione 10 in modo da ottenere in uscita una frequenza di circa 1.000 Hz.

Con l'oscilloscopio controlleremo l'onda in uscita, commutando alternativamente « segnale in alternata » e « segnale in continua » e regoleremo il trimmer R39, fino a quando la sinusoide presente sullo schermo, passando da AC e CC, rimarrà sempre fissa al centro del medesimo.



Infatti fino a quando essa non risulta simmetrica rispetto allo zero, noterete che commutando l'oscilloscopio da AC a CC e viceversa, la sinusoide, potrà spostarsi in basso oppure in alto.

È possibile effettuare questa taratura anche senza oscilloscopio, utilizzando un semplice tester posto in posizione 10 Volt fondo scala per tensioni *continue*.

Misurando la tensione in uscita del generatore, dovremo regolare il trimmer R39, fino a quando la lancetta dello strumento non si fermerà esattamente sullo zero, cioè non indicherà una tensione nulla.

TARATURA DELLO SWEEP (trimmer R11-R15)

La taratura dello « sweep » serve per ottenere dallo strumento una variazione della frequenza generata in un rapporto che potremo noi stessi definire, cioè partendo da una frequenza base fissa, potremo ottenere che la frequenza stessa varii in un rapporto 1:5 — 1:10 — 1:20 ecc. a seconda delle nostre esigenze.

Per operare questa regolazione dovremo:

a) ruotare lo sweep-time dell'oscilloscopio sulla portata 10 millisecondi x divisione;
b) ruotare la manopola dell'amplificazione vertica-

le sempre dell'oscilloscopio sulla portata 1 volt x cm;

c) portare la manopola del potenziometro « frequenza sweep » a centro corsa;

d) controllare con l'oscilloscopio la forma d'onda presente sul piedino 4 dell'integrato IC1;

e) agire sul trimmer R15 nel senso in cui si aumenta l'ampiezza dell'onda fino ad ottenere la massima onda triangolare possibile;

f) agire sul trimmer R11 sempre nel senso in cui aumenta l'ampiezza dell'onda finché non noterete che i vertici superiori dei triangoli cominciano ad appiattirsi, ricordando che più questo appiattimento si fa accentuato, più diminuisce il rapporto di sweep.

Regolatevi quindi di conseguenza a seconda delle vostre esigenze.

Fig. 19 Disegno esploso di tutti i componenti relativi al gruppo precedente, cioè potenziometro, demoltiplica, quadrante e lampada di illuminazione.

TARATURA FREQUENZA GENERATA (da C6 a C11)

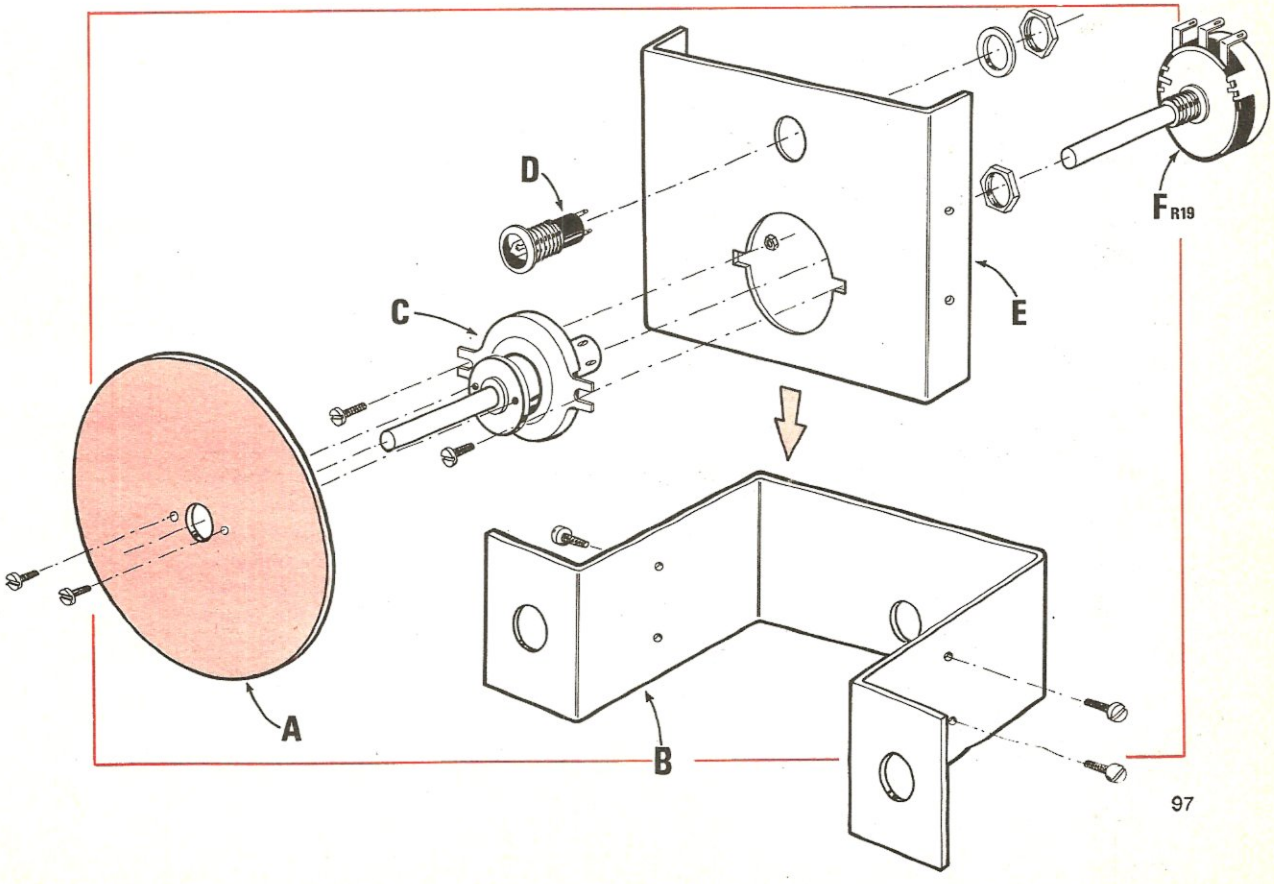
Come abbiamo già accennato in precedenza, per ottenere che la frequenza generata corrisponda alla scala graduata della sintonia risulterebbe necessario ritoccare ad uno ad uno le capacità dei vari condensatori posti sul commutatore S3, in modo da ottenere il minimo di tolleranza.

Se non si possiede un frequenzimetro, ci si dovrà accontentare di una certa approssimazione, poiché i condensatori utilizzati, come saprete, hanno delle tolleranze e trovare dei condensatori di precisione è estremamente difficile.

Se disponete di un frequenzimetro, potrete invece con assoluta precisione tarare ogni gamma di frequenza, correggendo portata su portata la capacità dei vari condensatori effettuando dei paralleli ai condensatori esistenti, con altri di piccola capacità, fino a far collimare la scala.

È ovvio che anziché stagnare subito i condensatori necessari sul circuito stampato, dovrete provare prima uno ad uno quelli che dovremo inserire, e in seguito fissarli sul circuito stampato.

Per la taratura potremo invece inserire subito il condensatore C10 (portata X 1.000) ruotare la manopola di sintonia sulla graduazione 1 e quindi tarare il trimmer R17 in modo da ottenere una frequenza esatta di 1.000 Hz.



Ruotare la manopola della parte opposta, cioè sulla graduazione 10, quindi regolare il trimmer R25 in modo da leggere sul frequenzimetro 10.000 Hz.

Spostare il commutatore S3 sulla posizione X = 10.000, e senza più ritoccare R17 e R25 cercare per C11 una capacità adatta in modo da ottenere anche su tale portata una frequenza minima di 10.000 Hz e una massima di 100.000 Hz.

Commutare S3 sulla portata X 100 quindi ricercare per C9 una capacità più idonea per ottenere una frequenza da 100 Hz a 1.000 Hz.

Ripetere le stesse identiche operazioni per le altre portate, collegando, se necessario in parallelo ai condensatori elettrolitici al tantalio anche capacità in poliestere, o scegliendo due condensatori elettrolitici in grado di fornire e frequenze richieste. Questa taratura, anziché con il frequenzimetro, può essere condotta pure con un oscilloscopio, anche se con questo otterremo una precisione inferiore.

Portare il commutatore S3 in posizione X 1.000 ed inserire sul circuito stampato il condensatore C11.

Regolare le *basi dei tempi* sulla posizione *1 millisecondo X divisione*, ruotare la sintonia per portarla sulla graduazione 1, e regolare il trimmer R17 in modo da ottenere sullo schermo una sola *sinusoide* per divisione (cioè 10 sinusoidi in totale).

Spostare la base dei tempi sulla posizione 0,1 millesecondi, ruotare la manopola di sintonia sulla graduazione 10 e regolare il trimmer R25 in modo da ottenere una sola sinusoide per divisione.

In seguito ruotare il commutatore S3 in posizione X = 10.000, ruotare la manopola della sintonia sulla graduazione 1 e cercare un condensatore C11 che ci faccia apparire ancora 1 sola sinusoide (frequenza 10.000 Hz) per divisione.

Spostare il commutatore S3 sulla posizione X = 100, ruotare la sintonia sulla posizione 10, portare la base dei tempi dell'oscilloscopio sulla portata *1 millisecondo per divisione* e cercare un condensatore per C9 in grado di farci apparire una sola sinusoide per divisione (frequenza 1.000 Hz).

Ruotare la sintonia sulla graduazione 1 e ottenere quindi in uscita dall'oscilloscopio una frequenza di 100 Hz.

Regolare la base dei tempi dell'oscilloscopio in modo da far apparire una sinusoide, quindi cercare ora per C8 una capacità idonea ad ottenere anche per questa portata una sola sinusoide, non dimenticando di portare la manopola della sintonia sulla gradazione 10.

In questo modo con un po' di pazienza, potrete tarare alla perfezione tutta la gamma dell'oscillatore.

Se avete qualche amico che possa prestarvi un generatore di BF, potrete effettuare una taratura per confronto, però vi anticipiamo che anche gli oscillatori commerciali non dispongono di quella precisione da noi richiesta, quindi otterrete per la nostra scala graduata la stessa tolleranza dell'altro generatore. La soluzione migliore, come avrete compreso, è quella che prevede l'impiego di un frequenzimetro digitale.

Se invece non vi interessa un'assoluta precisione, potrete inserire le capacità da noi indicate, senza effettuare alcun controllo, sapendo che in tale condizione la frequenza generata potrà assumere una tolleranza del 10% rispetto a quella indicata dalla scala graduata.

CONCLUSIONE

Lo strumento presentato, con tutte le funzioni in grado di generare sarà utilissimo per il vostro laboratorio, per effettuare tarature, per controllare risposte di frequenza, per misurare la distorsione e per pilotare apparecchiature digitali.

Usandolo scoprirete quanto esso risulterà utile, e se oggi non disponete come richiesto di quella attrezzatura necessaria per una perfetta taratura, non preoccupatevi: non passerà tempo che un po' per volta avrete la possibilità di attrezzarvi, acquistando un oscilloscopio, montandovi un frequenzimetro, e a questo punto potrete ritoccare la capacità dei condensatori, per ottenere una indicazione di frequenza corrispondene a quella effettivamente generata dall'oscillatore.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato in fibra di vetro doppia faccia con serigrafia già forato	L. 7.200
Tutto il materiale necessario alla realizzazione, cioè circuito stampato, trasformatore di alimentazione, demoltiplica e relativa scala graduata, mascherina frontale già forata ed incisa, condensatori, trimmer, potenziometri, squadretta di fissaggio per il potenziometro a filo, manopole, bocchettoni BNC, resistenze, integrati, zoccoli per ognuno di questi .	L. 65.000
Spese di spedizione per pagamento anticipato	L. 2.000
Pagamento in contrassegno	L. 2.500

ACEI - v.le E. Martini 9 - tel. (02) 5392378 | 20139 MILANO

già Ditta FACE - via Avezzana 1 - tel. (02) 5390335

V A L V O L E

TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE
EAA91	800	ECL85	950	EZ81	700	PL504	1.600	6AU8	850	6TP4	700
DY51	800	ECL86	900	OA2	1.600	PL802	1.050	6AW6	750	6TP24	700
DY87	800	EF80	650	PABC80	720	PL508	2.200	6AW8	900	7TP29	900
DY802	800	EF83	850	PC86	900	PL509	3.000	6AN8	1.100	9EA8	800
EABC80	730	EF85	650	PC88	930	PY81	700	6AL5	800	12AU6	850
EC86	900	EF86	850	PC92	650	PY82	750	6AX4	900	12BA6	650
EC88	900	EF89	700	PC97	850	PY83	780	6AX5	730	12BE6	650
EC92	750	EF93	650	PC900	900	PY88	800	6BA6	650	12AT6	650
EC97	850	EF94	650	PCC84	800	PY500	2.200	6BE6	650	12AV6	650
EC900	900	EF97	900	PCC85	750	UBC81	800	6B07	700	12AJ8	750
ECC81	800	EF98	900	PCC88	900	UCH42	1.000	6BQ6	1.600	12DQ6	1.600
ECC82	700	EF183	670	PCC189	900	UCH81	800	6BQ7	850	17DQ6	1.600
ECC83	700	EF184	670	PCF80	900	UBF89	800	6EB8	900	12ET1	800
ECC84	800	EL34	3.000	PCF82	870	UCC85	750	6EM5	850	25AX4	800
ECC85	700	EL36	1.800	PCF200	900	UCL81	900	6ET1	700	25BQ6	1.700
ECC88	900	EL81	900	PCF201	900	UCL82	950	6F60	700	25DQ6	1.600
ECC189	900	EL83	900	PCF801	900	UL41	1.000	6CB6	700	25E2	900
ECC808	900	EL84	800	PCF802	900	UL84	900	6CS6	750	25F11	900
ECF80	900	EL90	800	PCF805	900	EBC41	1.000	6BZ6	800	35D5	750
ECF82	830	EL95	800	PCH200	900	UY85	800	6SN7	900	35X4	700
ECF83	850	EL503	2.000	PCL82	900	1B3	800	6T8	750	50D5	700
ECF86	900	EL504	1.600	PCL84	850	1X2B	800	6U6	700	50B5	700
ECF801	900	EM81	900	PCL86	900	5U4	850	6V6	1.000	50R4	800
ECH43	900	EM84	900	PCL805	950	5X4	730	6CG7	850	80	1.200
ECH81	750	EM87	1.000	PFL200	1.150	5Y3	730	6CG8	850	807	2.000
ECH83	850	EY81	750	PL36	1.600	6X4	700	6CG9	900	GZ34	1.200
ECH84	850	EY83	750	PL81	1.000	6AX4	800	12CG7	900	GY501	2.500
ECH200	900	EY86	750	PL82	1.000	6AF4	1.000	6DT6	700	ORP31	2.000
ECL80	900	EY87	800	PL83	1.000	6AQ5	720	6DQ6	1.700	E83CC	1.600
ECL82	900	EY88	800	PL84	850	6AT6	720	6TD34	800	E86C	2.000
ECL84	850	EZ80	650	PL95	900	6AU6	720	6TP3	850	E88C	2.000
										E88CC	2.000

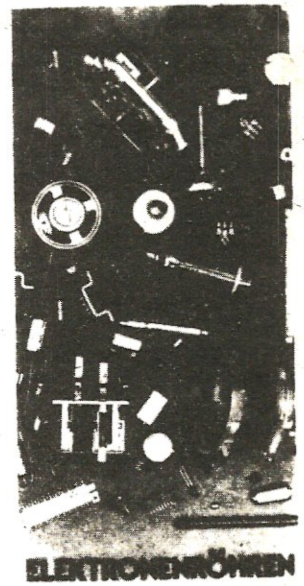
S E M I C O N D U T T O R I

TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE	TIPO	LIRE				
EL80F	2.500	AC191	220	AF172	250	BC109	220	BC184	220	BC322	220
EC8010	2.500	AC192	220	AF178	500	BC113	200	BC187	250	BC327	230
EC8100	2.500	AC193	240	AF181	550	BC114	200	BC201	700	BC328	230
E288CC	3.000	AC193K	300	AF185	550	BC115	220	BC202	700	BC337	230
AC116K	300	AC194	240	AF186	600	BC116	220	BC203	700	BC340	350
AC117K	300	AC194K	300	AF200	250	BC117	350	BC204	220	BC341	400
AC121	230	AD130	700	AF201	250	BC118	220	BC205	220	BC360	400
AC122	220	AD139	650	AF202	250	BC119	320	BC206	220	BC361	400
AC125	220	AD143	650	AF239	550	BC120	330	BC207	200	BC384	300
AC126	220	AD142	650	AF240	550	BC121	600	BC208	200	BC395	220
AC127	220	AD145	750	AF267	1.200	BC125	300	BC209	200	BC396	220
AC127K	300	AD148	650	AF279	1.200	BC126	300	BC210	350	BC429	400
AC128	220	AD149	650	AF280	1.200	BC134	220	BC211	350	BC430	500
AC128K	300	AD150	650	AF367	1.200	BC135	220	BC212	220	BC440	400
AC132	200	AD161	500	AL102	1.000	BC136	350	BC213	220	BC441	400
AC135	220	AD162	600	AL103	1.000	BC137	350	BC214	220	BC460	500
AC136	220	AD262	600	AL112	900	BC138	350	BC225	220	BC461	500
AC138	220	AD263	600	AL113	950	BC139	350	BC231	350	BC537	230
AC138K	300	AF102	450	ASY26	400	BC140	350	BC232	350	BC538	230
AC139	220	AF105	400	ASY27	450	BC141	350	BC237	200	BC595	230
AC141	220	AF106	350	ASY28	450	BC142	350	BC238	200	BCY56	320
AC141K	300	AF109	360	ASY29	450	BC143	350	BC239	220	BCY58	320
AC142	220	AF114	300	ASY37	400	BC144	350	BC250	220	BCY59	320
AC142K	300	AF115	300	ASY46	400	BC145	400	BC251	200	BCY71	320
AC151	220	AF116	300	ASY48	500	BC147	200	BC258	220	BCY72	320
AC152	230	AF117	300	ASY75	400	BC148	200	BC267	230	BCY77	320
AC153	220	AF118	500	ASY77	500	BC149	200	BC268	230	BCY78	320
AC153K	300	AF121	300	ASY80	500	BC153	220	BC269	230	BCY79	320
AC160	220	AF124	300	ASY81	500	BC154	220	BC270	230	BD106	1.200
AC162	220	AF125	300	ASZ15	950	BC157	220	BC286	350	BD107	1.200
AC175K	300	AF126	300	ASZ16	950	BC158	220	BC287	350	BD109	1.300
AC178K	300	AF127	300	ASZ17	950	BC159	220	BC288	600	BD111	1.050
AC179K	300	AF134	250	ASZ18	950	BC160	350	BC297	230	BD112	1.050
AC180	250	AF135	250	AU106	1900	BC161	400	BC300	400	BD113	1.050
AC180K	300	AF136	250	AU107	1300	BC167	220	BC301	400	BD115	700
AC181	250	AF137	250	AU108	1300	BC168	220	BC302	400	BD116	1.050
AC181K	300	AF138	250	AU110	1500	BC169	220	BC303	400	BD117	1.050
AC183	220	AF139	450	AU111	2.000	BC171	220	BC304	400	BD118	1.050
AC184	220	AF147	300	AU112	2.100	BC172	220	BC307	220	BD124	1.500
AC184K	300	AF148	300	AU113	1900	BC173	220	BC308	220	BD135	500
AC185	220	AF149	300	AUY21	1.600	BC177	250	BC309	220	BD136	500
AC185K	300	AF150	300	AUY22	1.600	BC178	250	BC315	220	BD137	500
AC187	240	AF164	250	AUY27	1.000	BC179	250	BC317	220	BD138	500
AC187K	300	AF166	250	AUY34	1.200	BC180	240	BC318	220	BD139	500
AC188	240	AF169	250	AUY37	1.200	BC181	220	BC319	220	BD140	500
AC188K	300	AF170	250	BC107	200	BC182	220	BC320	220	BD142	900
AC190	220	AF171	250	BC108	200	BC183	220	BC321	220	BD157	600

GENERAL ELEKTRONENRÖHREN

37100 Verona / Via Vespucci 2 / Tel. 43051

Il nostro catalogo contiene moltissimi articoli tra cui: valvole, integrati, semiconduttori, ponti, resistenze, condensatori, **diodi led, orologi elettronici digitali da polso, calcolatrici elettroniche, autoradio,** ecc. A PREZZI ECCEZIONALI !



Offerta 1/ OFFERTA SPECIALE AL PREZZO DI L. 15.000 + IVA e spese postali

100 semiconduttori
+ libro equivalenze transistors edizione 1975

n. 5 AC141	n. 2 AF139	n. 5 BC108
n. 5 AC142	n. 2 AF239	n. 2 AD162
n. 5 AC187K	n. 5 BC113	n. 2 AD143
n. 5 AC188K	n. 5 BC148	n. 2 2N3055
n. 5 AF106	n. 5 BC208	n. 20 1N4005
n. 3 AF109	n. 2 AD161	n. 20 OA95

Offerta 2/ OFFERTA SPECIALE AL PREZZO DI L. 15.000 + IVA e spese postali

300 diodi + libro equivalenze transistors edizione 1975

n. 100 1N4005	n. 50 1N4148
n. 100 1N4007	n. 50 OA95

20 VALVOLE IN OFFERTA SPECIALE. L. 12.000 + IVA e spese postali.

Ogni serie è composta di 20 valvole, così suddivise:

n. 2 PCL 82	n. 2 PCF 80	n. 1 PC 86
n. 2 PCL 84	n. 2 PY 88	n. 1 PC 88
n. 2 PCL 805	n. 2 DY 802	n. 1 PCC 189
n. 2 PCL 86	n. 2 PL 504	n. 1 PCF 801

Spedizione con pagamento in contrassegno. Gli ordini vengono evasi entro la giornata di ricevimento dell'ordine. I prodotti sono garantiti.

Nel nuovo catalogo generale troverete migliaia di articoli, tutti di particolare interesse e a prezzi di assoluta concorrenza.
Richiedeteci il nuovo catalogo, vi verrà subito spedito gratuitamente.

Spedite al mio indirizzo

n.________ gruppi dell'offerta 1

n.________ gruppi dell'offerta 2

n.________ serie di valvole

Pagamento in contrassegno

Ditta ________________________

____

Indirizzo ________________________

____

c.a.p. ________ città ________________

Si prega di compilare in stampatello. Grazie.

NON AFFRANCARE

Affrancatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto di credito speciale n. 438 presso l'Ufficio P.T. di Verona A.D. Aut. Dir. Prov. P.T. di Verona n. 3850/2 del 9.2.1972,

GENERAL ELEKTRONENRÖHREN

via Vespucci, 2
37100 VERONA

Volendo realizzare un ricevitore o trasmettitore a sintonia continua che presenti una stabilità in frequenza pari a quella fornita da un quarzo, è necessario sostituire l'oscillatore di AF con un V.F.O. a conversione, cioè con un oscillatore pilotato ancora a quarzo la cui frequenza però viene modificata a seconda delle esigenze, addizionandogli o sottraendogli un'altra frequenza generata da un'oscillatore variabile.
Il nostro V.F.O., come spiegheremo, si può adattare con estrema facilità per le gamme dei 14-21-27-30 e 144 MHz.

Un V.F.O. multigamma a conversione di frequenza

Normalmente chi dispone di un ricevitore per i 27 o per i 144 MHz quarzato, onde evitare di dover acquistare una miriade di quarzi non solo costosi ma spesso irreperibili, si preoccupa di modificare il circuito in modo da poter inserire in sostituzione dell'oscillatore « a quarzo » un oscillatore a frequenza variabile il quale gli permetta, con modica spesa, di esplorare tutta la gamma interessata ruotando semplicemente la manopola della sintonia. Ovviamente però un comune oscillatore variabile non presenta la stessa stabilità in frequenza che invece può offrire un quarzo, stabilità che diventa sempre più precaria all'aumentare della frequenza di lavoro.

Per quanto infatti si tenti di raggiungere il massimo delle prestazioni in questo senso, non si potrà mai eliminare completamente la variazione di frequenza che si manifesta fino a quando il transistor o il fet impiegato nell'oscillatore non ha raggiunto la propria temperatura di regime, ed anche in questo caso, se avvengono variazioni sulla tensione di alimentazione, cioè se questa tensione si abbassa o si alza anche solo di poco, tali variazioni si ripercuotono immancabilmente sulla frequenza generata, inconveniente questo che invece non si presenta sugli oscillatori quarzati.

Se tale soluzione può quindi essere tollerata sulla sezione « ricevente » di un qualsiasi ricetrasmettitore, in quanto al massimo si dovrà correggere leggermente la sintonia per « centrare » esattamente la stazione che si vuole ascoltare, ben diverso si presenta il problema sulla sezione trasmittente, non solo perché non è possibile stabilire di quanto varierà la nostra frequenza nell'intervallo di tempo in cui si farà funzionare il trasmettitore, ma anche e soprattutto perché l'AF dello stadio finale può influenzare negativamente l'oscillatore variabile provocando slittamenti molto più ampi di quelli riscontrabili quando lo stesso viene utilizzato per lo stadio ricevente.

Se infatti l'antenna del trasmettitore non risulta ben adattata, una parte dell'alta frequenza non irradiata, rientrando nel trasmettitore, potrà provocare strani battimenti con la frequenza dell'oscillatore e generare così autooscillazioni sia di AF che di BF che porteranno, come risultato finale, ad avere un trasmettitore che irradia più fischi che parole e che « sblatera » su tutta la gamma in quanto la sua frequenza base « salta allegramente » da un canale a quello successivo. Perciò se si desidera applicare sul proprio ricetrasmettitore un oscillatore a frequenza variabile adatto (oltre che per la ricezione) anche per la trasmissione, occorre un V.F.O. il più stabile possibile (cioè tale da presentare una stabilità quasi analoga a quella di un quarzo), quindi bisogna abbandonare l'idea di realizzare dei V.F.O. funzionanti sulla fondamentale e necessariamente orientarsi su quelli del tipo « a conversione ».

La parola « conversione » non dovrebbe risul-



tare nuova a nessuno dei nostri lettori, in quanto essa viene impiegata in continuazione quando si parla di ricevitori supereterodina.

In tali ricevitori infatti abbiamo un oscillatore locale che genera un segnale di AF il quale, miscelato al segnale captato dall'antenna, « converte » la frequenza di quest'ultimo ad una frequenza fissa, pari al valore della MF impiegata nel ricevitore.

Supponendo ad esempio che nel ricevitore sia presente una MF da 455 KHz ed ammettendo che si voglia captare una stazione che trasmette sui 1.510 KHz, si ruoterà il variabile dell'oscillatore locale fino a far generare a quest'ultimo una frequenza di 1.965 KHz in modo da ottenere dalla miscelazione di queste due frequenze, una *terza* che corrisponda al valore su cui è accordata la M.F. cioè:

1.965 — 1.510 = 455 KHz

Utilizzando questo principio, se noi abbiamo un oscillatore locale che funziona ad una frequenza fissa e prendiamo come frequenza da convertire non quella captata dall'antenna, bensì la frequenza generata da un secondo oscillatore, in uscita potremo ottenere la differenza o la somma di queste due frequenze.

Avendo per esempio due oscillatori il primo dei quali oscilli a 24.000 KHz ed il secondo a 3.000 KHz miscelando opportunamente queste due frequenze noi potremo ottenere altre due frequenze e precisamente:

24.000 + 3.000 = 27.000 oppure
24.000 — 3.000 = 21.000 KHz

Se noi, per ottenere la frequenza di 24.000 KHz utilizziamo un oscillatore pilotato a quarzo, quindi altamente stabile, e realizziamo il secondo oscillatore in modo che la sua frequenza possa variare ad esempio da un minimo di 3.000 KHz ad un massimo di 3.550 KHz, otterremo in uscita dal convertitore la seguente gamma di frequenze:

Per addizione:
24.000 + 3.000 = 27.000 KHz
24.000 + 3.550 = 27.550 KHz
Per sottrazione:
24.000 — 3.000 = 21.000 KHz
24.000 — 3.550 = 20.450 KHz

Come si può constatare, utilizzando un tale V.F.O. a conversione, noi avremmo la possibilità di esplorare, nel primo caso, l'intera gamma CB dei 27 MHz e nel secondo caso un'altra gamma che dista ben 6 MHz dalla precedente.

Utilizzando il sistema della « conversione » noi avremo il vantaggio di poter utilizzare per l'oscillatore variabile, una frequenza molto più bassa

di quella richiesta la quale, oltre a risultare meno critica, sarà pure molto più stabile.

Ammettiamo infatti che si realizzino due oscillatori variabili con identiche caratteristiche, uno oscillante sulla *frequenza diretta* da trasmettere (che supponiamo risulti di 27.035 KHz), ed uno che invece oscilli sulla frequenza di 3.035 KHz, valore questo che miscelato con una frequenza fissa di 24.000 KHz generata da un quarzo, sappiamo già che ci fornirà anch'esso i 27.035 KHz richiesti (24.000 + 3.035 = 27.035 KHz).

Supponendo poi che a causa della deriva termica e della instabilità della tensione di alimentazione, entrambi gli oscillatori variabili siano soggetti ad una variazione dello 0,1% in più sulla frequenza generata, otterremo nel caso dell'oscillatore a 27.035 KHz una variazione di:

27.035 : 100 x 0,1 = 27 KHz

27.035 + 27 = 27.062 KHz

cioè la frequenza varierà di tanto che dal canale CB dei 27.035 KHz si passerà il canale dei 27.045, quello dei 27.055, per arrivare fino a 27.062 KHz, cioè si raggiungerà quasi il canale dei 27.065 KHz. Con il secondo oscillatore invece, cioè quello che oscilla a 3.035 KHz, si otterrà una variazione massima di frequenza di:

3.035 : 100 x 0,1 = 3 KHz

e poiché la frequenza dell'oscillatore e quarzo rimarrà stabilmente ancorata ai 24.000 KHz, la massima frequenza misurabile in uscita da questo V.F.O. sarà:

24.000 + 3.035 + 3 = 27.038 KHz

quindi si manterrà sempre all'interno del canale dei 27.035 KHz.

Ovviamente gli indici di variazione sopra riportati sono valori volutamente esagerati per farvi notare la differenza fra i due V.F.O.

Un buon oscillatore libero infatti, se ben calcolato e dimensionato, presenta generalmente variazioni massime di frequenza comprese fra lo 0,001 e lo 0,008% per cui, anche ammettendo di scegliere il valore massimo, cioè lo 0,008%, troveremo che in un oscillatore di questo genere funzionante sui 27.035 KHz, la frequenza potrà spostarsi al massimo di:

27.035.000 : 100 x 0,008 = 2.163 Hz

quindi si potrà ottenere al massimo una frequenza di:

27.035.000 + 2.163 = 27.037.163 Hz

Utilizzando invece un oscillatore libero (da impiegare per la conversione) funzionante sui 3.035 KHz (pari cioè a 3.035.000 Hz), la frequenza potrà spostarsi al massimo di:

3.035.000 : 100 x 0,008 = 243 Hz

per cui, supponendo di miscelare a questa frequenza una frequenza fissa di 24.000 KHz, il massimo valore ottenibile in uscita sarà:

24.000.000 + 3.035. 000 + 243 = 27.035.243 Hz

Questo significa che con un V.F.O. a conversione, anche nella peggiore delle ipotesi, si otterrà sempre una tolleranza più che accettabile sulla frequenza d'uscita.

A questo punto il lettore dovrebbe aver già capito come funziona il nostro V.F.O. e a quale frequenza lavorano l'oscillatore a quarzo e quello variabile ed immancabilmente vi sarà già chi ci rimprovera di non aver scelto per l'oscillatore variabile una frequenza inferiore (ad esempio 1 MHz o anche meno, anziché 3 MHz) dal momento che più bassa è tale frequenza, più si riduce la tolleranza.

In effetti questa supposizione corrisponderebbe a verità se scegliendo una frequenza troppo « bassa » non si incorresse in un inconveniente che è bene non sottovalutare, cioè non si rendesse problematica la sintonizzazione dei circuiti di conversione e di amplificazione.

Scegliendo infatti per l'oscillatore variabile una frequenza di 3 MHz (e di conseguenza per l'oscillatore a quarzo una frequenza di 24.000 KHz), in uscita dal convertitore avremo disponibili queste quattro frequenze:

3 MHz — 21 MHz — 24 MHz — 27 MHz

(24 — 3 = 21) (24 + 3 = 27);

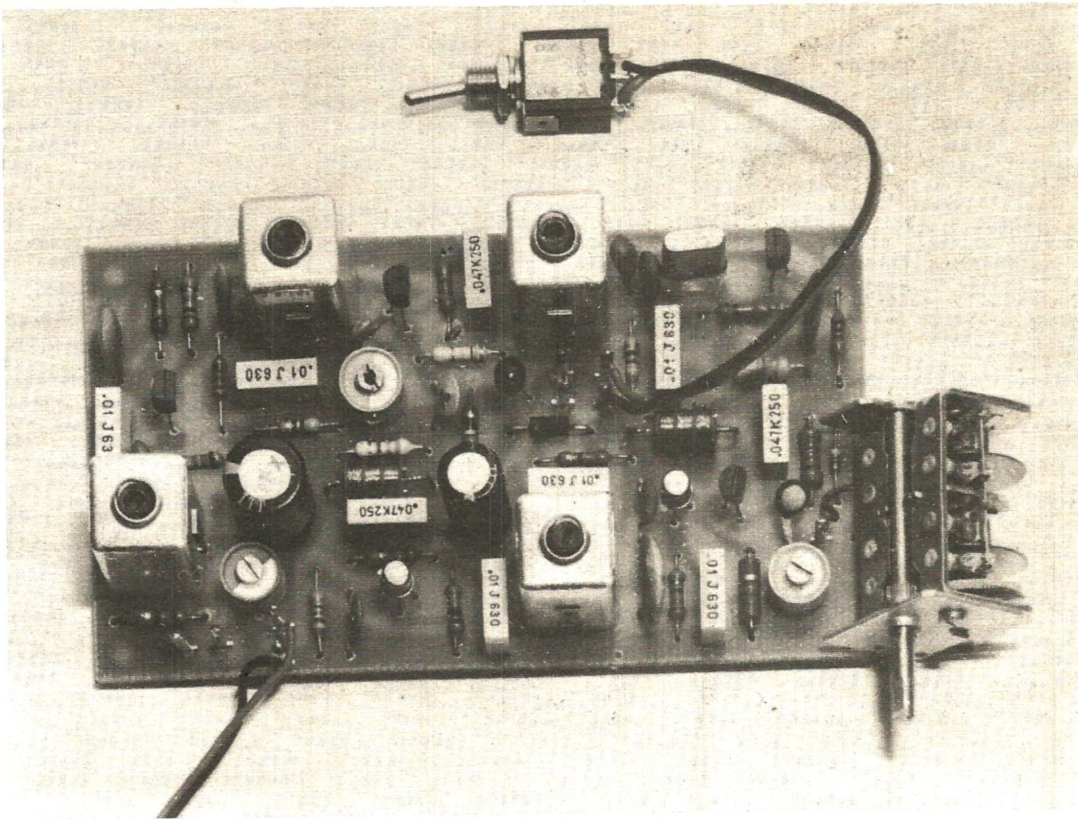
per cui, escludendo i 3 MHz che sarebbe in ogni caso impossibile sintonizzare con le bobine impiegate nel circuito, ne abbiamo altre tre (24-27 e 21) abbastanza facili da separare (cioè escludere i 24 ed i 21 MHz per ricavare solo la frequenza richiesta che è appunto pari a 27 MHz), in quanto distanti 3, MHz l'una dall'altra. Ammettendo invece di scegliere per l'oscillatore libero una frequenza di 1 solo MHz, l'oscillatore a quarzo dovrebbe necessariamente lavorare sui 26 MHz, quindi in uscita dal convertitore risulterebbero disponibili:

1 MHz — 25 MHz — 26 MHz — 27 MHz

(26 — 1 = 25) (26 + 1 = 27);

cioè si avranno tre frequenze troppo adiacenti una all'altra per poter essere facilmente separate con un solo circuito accordato, quindi potrebbe accadere di sintonizzarsi in modo da ottenere in uscita non la frequenza desiderata dei 27 MHz, bensì quella di 25 o 26 MHz, sfalsando così il funzionamento del ricevitore o trasmettitore.

La frequenza da noi scelta (cioè 3 MHz) risulta quindi la più idonea in quanto essa rappresenta il miglior compromesso tra stabilità e possibilità di selezionare in uscita la sola frequenza deside-



Il V.F.O. a realizzazione ultimata si presenterà come questo nostro prototipo. Si noti come è stato fissato lateralmente sul circuito stampato il condensatore variabile.

rata, eliminando tutte le altre presenti. Dai discorsi finora condotti e dagli esempi sopra riportati il lettore potrebbe supporre che questo oscillatore a conversione risulti idoneo per la sola gamma dei 27 MHz mentre in realtà lo stesso schema, con pochissime variazioni, può venire impiegato per qualsiasi frequenza in quanto si tratterà sempre e solo di scegliere un quarzo la cui frequenza, addizionata ai 3 MHz dell'oscillatore variabile, ci dia come risultato finale la frequenza da noi desiderata. Ricordiamo che le bobine da noi utilizzate sono idonee ad accordarsi su una gamma di frequenze compresa fra i 10 e i 30 MHz, sostituendo semplicemente le capacità poste in parallelo ad esse.

Per agevolarvi in questa opera, supponendo che la maggioranza dei lettori vorrà impiegare il nostro oscillatore per le gamme dei 27 e dei 144 MHz, diremo anticipatamente quali varianti occorre apportare al circuito in questi casi.

TRASMISSIONE GAMMA 27 MHz

Per utilizzare questo V.F.O. come eccitatore su un trasmettitore per i 27 MHz, dovremo applicare al transistor oscillatore TR5 (vedi schema elettrico di fig. 1), un quarzo « overtone » da 72 MHz, inoltre dovremo così modificare la capacità dei condensatori C4-C16-C19-C24-C25):

C4 = 1.500 – 2200 pF
C16 = togliere
C19 = 27 pF
C24 = 100 pF
C25 = 100 pF

In tal modo la bobina L7 si sintonizzerà sui 24 MHz (il quarzo overtone da 72 MHz ha una frequenza fondamentale di 72 : 3 = 24 MHz), quindi addizionando a questa frequenza i 3 MHz dell'oscillatore locale, riusciremo ad ottenere i 27

MHz richiesti e su questa frequenza si sintonizzeranno le bobine L3-L5.

Nota: se sceglierete il condensatore C4 con una capacità di 2.700 pF, otterrete un'escursione di frequenza massima di 190.000 Hz, mentre scegliendolo da 2.200 pF tale variazione risulterà di circa 299.000 Hz.

RICEZIONE GAMMA 27 MHz

Per utilizzare questo oscillatore variabile su un ricevitore per i 27 MHz, bisogna sostituire il quarzo da 72 MHz con uno da 69 MHz, sempre del tipo overtone.

I valori dei condensatori C4-C16-C19-C24-C25 risultano invece identici a quelli impiegati precedentemente per la trasmissione (solo in taluni casi potrà rendersi necessario agire sul nucleo della bobina L7-L8 per ottenere una corretta sintonia).

Con un quarzo da 69 MHz la bobina L7 si sintonizzerà sui 23 MHz (il quarzo overtone da 69 MHz oscilla in fondamentale sulla frequenza di 69 : 3 = 23 MHz), quindi addizionando a questi 23 MHz i 3 MHz generati dall'oscillatore libero, otterremo una frequenza di 26 MHz, come appunto si richiede in fase di ricezione.

TRASMISSIONE GAMMA 144-145 MHz (Frequenza generata 12 MHz)

Per utilizzare il V.F.O. a conversione come eccitatore su un TX per i 144-145 MHz, dovremo impiegare nello stadio oscillatore fisso un quarzo overtone per i 27 MHz, cioè un normale quarzo per la gamma CB.

Occorrerà inoltre modificare le capacità dei condensatori C4-C16-C19-C24 e C25 utilizzando i seguenti valori:

C4 = 3900 pF
C16 = 100 pF
C19 = 120 pF
C24 = 470 pF
C25 = 470 pF

Così facendo la bobina L7 dell'oscillatore si sintonizzerà sulla frequenza di 9 MHz che corrisponde alla fondamentale del quarzo overtone da 27 MHz (27 : 3 = 9 MHz).

Addizionando a tale frequenza i 3 MHz generati dall'oscillatore variabile, otterremo in uscita dal miscelatore (fet FT2) una frequenza di 9 + 3 = = 12 MHz ed avendo contemporaneamente aumentata la capacità di C16 e C19 posti in parallelo a L3 e L5, queste ultime potranno ora sintonizzarsi sui 12 MHz.

In uscita dal V.F.O. sarà quindi presente una frequenza di 12 MHz.

In tal modo, collegandolo ad un trasmettitore per i 144 MHz, che utilizzi un quarzo da 12 MHz, otterremo, moltiplicando questa frequenza x 12, (gli stadi di duplicazione o triplicazione sono già inseriti nel trasmettitore da pilotare) i 144 MHz (12 x 12 = 144 MHz).

TRASMISSIONE GAMMA 144-145 MHz (frequenza generata 24 MHz)

Se l'oscillatore del vostro trasmettitore dispone di un quarzo da 24 o 48 MHz, anziché uscire dal V.F.O. con una frequenza base di 12 MHz, risulta più logico disporre già dei 24 MHz (anche se il quarzo del TX è da 48 MHz provvederà infatti il transistor al quale togliamo il quarzo per applicarvi il V.F.O., ad effettuare la prima duplicazione da 24 a 48 MHz).

Anche in questo caso utilizzeremo per l'oscillatore del V.F.O. un quarzo da 27 MHz, ma anziché accordarlo sulla fondamentale, lo accorderemo sulla frequenza overtone.

Per ottenere questo dovremo modificare le capacità dei condensatori C4-C16-C19-C24-C25 utilizzando i seguenti valori:

C4 = 3.900 pF
C16 = togliere
C19 = 27 pF
C24 = 100 pF
C25 = 100 pF

L'oscillatore a quarzo lavorerà così sui 27 MHz, quindi sottraendo a tale frequenza quella dell'oscillatore variabile, cioè i 3 MHz, otterremo
27 − 3 = 24 MHz

Nel trasmettitore tale frequenza verrà poi triplicata ottenendo 24 x 3 = 72 MHz e un'ulteriore duplicazione ci permetterà infine di raggiungere i 144 MHz (72 x 2 = 144 MHz).

RICEZIONE GAMMA 144-145 MHz

Utilizzando questo V.F.O. a conversione per ricevere sui 144-145 MHz, dovremo innanzitutto conoscere su quale frequenza risulta accordata la MF del ricevitore.

Ammesso che tale valore risulti 455 KHz, sarà sufficiente impiegare lo stesso quarzo da 27 MHz col solo accorgimento di modificare leggermente la frequenza dell'oscillatore variabile agendo sul nucleo della bobina L1-L2. Se il valore della MF risultasse invece diverso da 455 KHz, per calcolare la frequenza del quarzo da inserire nel V.F.O. in funzione della gamma che si vuole ricevere, si procederà come segue:

1) Stabilire l'esatto valore della MF (supponiamo che sia 10 MHz).

2) Stabilire la frequenza che si desidera ricevere (supponiamo 144 MHz).
3) Convertire le frequenze in KHz (otterremo per la MF 10.000 KHz e per la frequenza da ricevere 144.000 KHz).
4) Calcolare la differenza tra frequenza da ricevere e MF

   144.000 – 10.000 = 134.000 KHz
5) Dividere il valore di frequenza ottenuto per 12.

   134.000 : 12 = 11.167 KHz
6) Defalcare da questo valore la frequenza di 3.000 KHz generata dall'oscillatore variabile del V.F.O.

   11.167 – 3.000 = 8.167 KHz

   Questa dovrà risultare la frequenza fondamentale del quarzo impiegato nell'oscillatore fisso.
7) Poiché utilizzeremo come quarzo un « overtone » per CB, sapendo che la sua frequenza effettiva risulta sempre 1/3 di quella riportata sull'involucro, per conoscere il valore nominale del quarzo dovremo compiere un ultima operazione e precisamente:

   8.167 x 3 = 24.501 KHz

Sapendo però che i quarzi CB per la ricezione, anche quelli per i canali più bassi, non vanno mai al di sotto dei 26.510-26.520 KHz, non sarebbe facile trovare un quarzo che soddisfi le nostre esigenze.

Proveremo quindi a compiere l'operazione inversa, cioè partendo dal valore del quarzo in nostro possesso, cercheremo di calcolarci se è possibile ottenere con esso i 134 MHz richiesti (pari a 134.000 KHz).

1) Ammettendo di aver reperito un quarzo da 26.520 KHz, dividiamo x 3 questo valore in modo da calcolarci la frequenza fondamentale di oscillazione:

   26.520 : 3 = 8.840 KHz
2) Dividiamo la frequenza di 134.000 KHz per 12 in modo da ottenere la frequenza che dovremo applicare all'oscillatore del ricevitore:

   134.000 : 12 = 11.167 KHz
3) Defalchiamo da questo valore la frequenza del quarzo che sappiamo risulta 8.840 KHz:

   11.167 – 8.840 = 2.327 KHz

Questa sarà la frequenza che dovrà generare l'*oscillatore variabile*, cioè invece di farlo oscillare sui 3.000 KHz come era stato da noi previsto, dovremmo agire sul nucleo della bobina L1-L2 oppure aumentare leggermente la capacità di C3 e C4, in modo da costringere tale oscillatore a lavorare su una frequenza più bassa.

In tal modo, avendo un oscillatore a quarzo sintonizzato su 8.840 KHz ed un oscillatore variabile sintonizzato invece su 2.327 KHz, eseguendo la somma di questi due valori otterremo:

8.840 + 2.327 = 11.167 KHz

cioè proprio la frequenza richiesta.

Per C16 e per C19 utilizzeremo i seguenti valori:

C16 = 100 pF

C19 = 120 pF

in modo da sintonizzare la bobina L3 del miscelatore a fet (FT2) e la bobina L5 dello stadio finale sugli 11 MHz.

L'oscillatore posto sul ricevitore provvederà poi autonomamente a moltiplicare x 12 questa frequenza (con una triplicazione e una duplicazione successiva) in modo da ottenere in definitiva:

11.167 x 12 = 134.000 KHz

cioè all'incirca 134.000 KHz.

Se l'oscillatore locale del vostro ricevitore impiegasse dei quarzi da 33,5 MHz (33,5 x 4 = 134 MHz) oppure da 44,6 MHz (44,7 x 3 = 134 MHz) dovremo necessariamente cercare per il V.F.O. dei quarzi che abbiano la possibilità di raggiungere la frequenza richiesta addizionando o sottraendo ad essa la frequenza dell'oscillatore locale.

Supponendo ad esempio che la frequenza base sia 33 MHz, noi avremo bisogno di un quarzo da 33 – 3 = 30 MHz oppure 33 + 3 = 36 MHz, oppure ancora di un « sottomultiplo » cioè (33 : 2) + + 3 = 19,5 MHz e (33 : 2) – 3 = 13 13,5 MHz.

Se invece avessimo necessità della frequenza di 44 MHz, dovremmo scegliere un quarzo da 44 – 3 = 41 MHz oppure da 44 + 3 = 47 MHz o un sottomultiplo, cioè (44 : 2) – 3 = 19 MHz o (44 : 2) + 3 = 25 MHz.

È ovvio che in tali condizioni dovremo modificare sperimentalmente le capacità dei condensatori C24-C25 dell'oscillatore fisso in modo che la bobina L7 possa accordarsi su tali frequenze e quelle di C16-C19 affinché anche le bobine L3-L5 possano sintonizzarsi sulla frequenza desiderata.

NOTA

Il lettore a questo punto si chiederà come mai in questi esempi per i ricetrasmettitori sui 144 MHz abbiamo moltiplicato la frequenza per 12 mentre tale operazione non è stata effettuata nell'esempio riguardante i ricetrasmettitori sui 27 MHz.

Il motivo di questo calcolo non è dettato da pura fantasia per raggiungere ad ogni costo la frequenza richiesta, bensì è dovuto al fatto che mentre all'interno dei ricetrasmettitori da 27 MHz non esiste nessun stadio duplicatore o triplicatore

MODIFICHE CONSIGLIATE
Inserire in serie al collettore di TR2 una resistenza da 22 ohm 1/4 di watt.
Il quarzo anziché collegarlo tra base e sul partitore capacitativo C24-C25 collegarlo tra base e collettore di TR5.

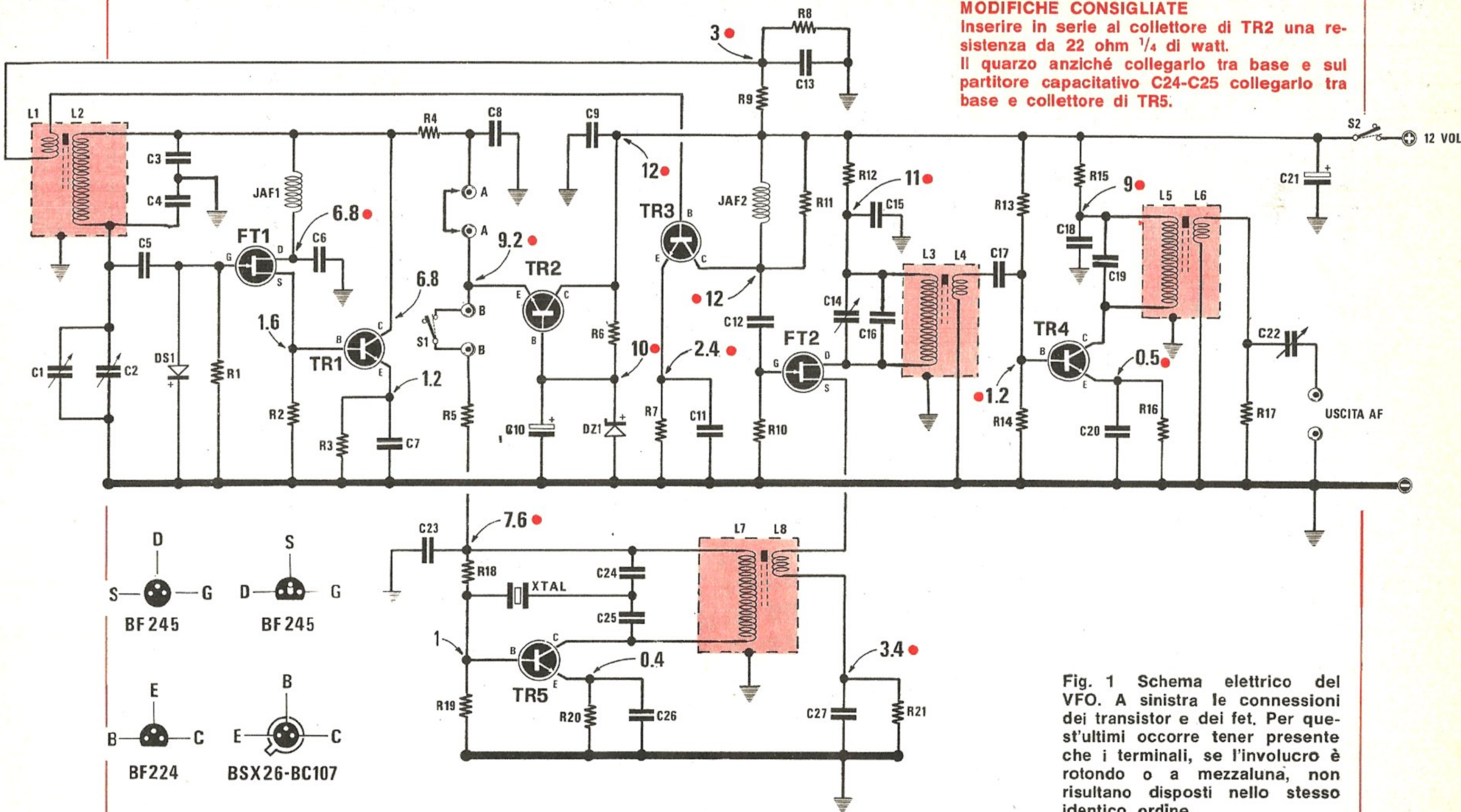


Fig. 1 Schema elettrico del VFO. A sinistra le connessioni dei transistor e dei fet. Per quest'ultimi occorre tener presente che i terminali, se l'involucro è rotondo o a mezzaluna, non risultano disposti nello stesso identico ordine.

(infatti in tali apparati si inserisce direttamente un quarzo della frequenza richiesta), in quelli funzionanti sui 144 MHz il quarzo impiegato è invece un sottomultiplo, cioè si impiegano quarzi da 12 o da 36 MHz e con stadi supplementari duplicatori o triplicatori si raddoppia tale frequenza o la si triplica fino ad ottenere sullo stadio amplificatore finale l'esatta frequenza di trasmissione o ricezione. In particolare se il ricetrasmettitore utilizza un quarzo da 12 MHz, sarà presente un primo stadio duplicatore per portare la frequenza a 12 + 2 = 24 MHz, quindi uno stadio triplicatore (24 x 3 = 72 MHz) ed infine un ultimo stadio duplicatore (72 x 2 = 144 MKz).

Se invece si utilizza un quarzo da 36 MHz, nel ricevitore o nel trasmettitore sarà presente una prima duplicazione e cioè 36 x 2 = 72 MHz alla quale ne seguirà una seconda per raggiungere i 144 MHz (72 x 2 = 144 MHz). Anche ammettendo di possedere un tipo di trasmettitore che impieghi un quarzo da 72 MHz, applicando sul suo transistor oscillatore i 24 MHz forniti in uscita dal V.F.O., questo, oltre ad amplificare tale segnale, provvederà automaticamente a triplicare la frequenza in quanto la bobina ad esso collegata è accordata sui 72 MHz, quindi il circuito può sintonizzarsi solo su tale frequenza o su una frequenza molto prossima a tale valore.

A questo punto riteniamo di essere stati sufficientemente espliciti nell'illustrarvi come funziona questo V.F.O. a conversione e come sia possibile adattarlo a qualsiasi esigenza, quindi non ci resta che sperare che dopo questa chiacchierata ognuno di voi abbia capito quali sono le modifiche da apportare al circuito per poter ricavare in uscita da esso qualsiasi frequenza variabile avente le stesse caratteristiche di un segnale AF generato da un quarzo.

SCHEMA ELETTRICO

Per la realizzazione del nostro V.F.O. a conversione sono necessari, come vedesi in fig. 1, due fet e cinque transistor.

Lo stadio più importante di tutto il circuito è senz'altro l'oscillatore variabile costituito dal fet FT1, cioè quello che dovrà fornirci un segnale alla frequenza di circa 3 MHz da miscelare col segnale a frequenza fissa generato dall'oscillatore a quarzo.

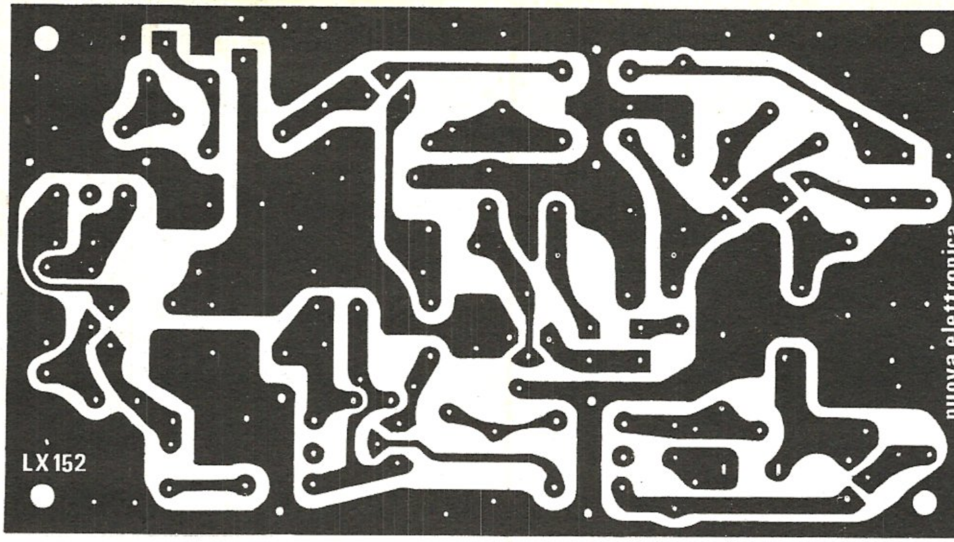
Dalla stabilità di tale stadio infatti dipende la stabilità di tutto il V.F.O. ragion per cui si è cercato di studiarlo e progettarlo nel migliore dei modi, cercando cioè di ottenere che le immancabili variazioni di frequenza provocate dalla tem-

R1 = 1 megaohm 1/4 watt
R2 = 5.600 ohm 1/4 watt
R3 = 220 ohm 1/4 watt
R4 = 270 ohm 1/4 watt
R5 = 470 ohm 1/4 watt
R6 = 39 ohm 1/2 watt
R7 = 150 ohm 1/4 watt
R8 = 10.000 ohm 1/4 watt
R9 = 18.000 ohm 1/4 watt
R10 = 100.000 ohm 1/4 watt
R11 = 330 ohm 1/4 watt
R12 = 470 ohm 1/4 watt
R13 = 8.200 ohm 1/4 watt
R14 = 1.000 ohm 1/4 watt
R15 = 1.000 ohm 1/4 watt
R16 = 180 ohm 1/4 watt
R17 = 560 ohm 1/4 watt
R18 = 10.000 ohm 1/4 watt
R19 = 3.300 ohm 1/4 watt
R20 = 100 ohm 1/4 watt
R21 = 2.200 ohm 1/4 watt

C1 = 250 + 250 pF variabile ad aria
C2 = 10/60 pF compensatore
C3 = 6.800 pF ceramico a disco *
C4 = 3.900 pF ceramico a disco *
C5 = 6,8 - 5,6 pF ceramico a disco
C6 = 47.000 pF poliestere o ceramico
C7 = 10.000 pF poliestere
C8 = 10.000 pF poliestere
C9 = 47.000 pF poliestere
C10 = 220 mF 16 volt elettr.
C11 = 4.700 pF poliestere o ceramico
C12 = 150 pF ceramico a disco
C13 = 10.000 pF poliestere
C14 = 6/25 pF compensatore
C15 = 10.000 pF poliestere o ceramico
C16 = 100 pF disco (solo per i 12 MHz)
C17 = 47 pF ceramico a disco
C18 = 10.000 pF poliestere o ceramico
C19 = 27 pF ceramico (per 24 e 27 MHz) *
C19 = 120 pF ceramico a disco (per i 12 MHz) *
C20 = 10.000 pF ceramico a disco
C21 = 470 mF 16 volt elettr.
C22 = 10/60 pF compensatore
C23 = 10.000 pF poliestere
C24 = 150 pF ceramico (per 24 e 27 MHz) *
C24 = 560 pF ceramico (per i 9 MHz) *
C25 = 150 pF ceramico (per 24 e 27 MHz) *
C25 = 470 pF ceramico (per i 9 MHz) *
C26 = 47.000 pF ceramico a disco
C27 = 47.000 pF poliestere o ceramico

Nota: i condensatori indicati con * sono soggetti a modifica a seconda della frequenza del quarzo scelto per l'oscillatore.

JAF1-JAF2 = impedenze AF da 1 mH (n. 555)
DZ1 = diodo zener da 10 volt 1 watt
DS1 = diodo al silicio 1N4148-FDH900
XTAL = quarzo da 27 MHz - 69 MHz o 72 MHz
FT1 = fet tipo BF245 o 2N5245
FT2 = fet tipo BF245 o 2N5245
TR1 = transistor BSX26
TR2 = transistor BC207 o BC107
TR3 = transistor BSX26
TR4 = transistor BF224
L1/L2 = bobina oscillatrice a 3 MHz circa
L3/L4 = bobina del miscelatore
L5/L6 = bobina dello stadio finale
L7/L8 = bobina oscillatrice a quarzo
S1 = interruttore OFF/ON oscillatore a quarzo
S2 = interruttore di alimentazione



peratura potessero venire automaticamente neutralizzate.

Ricordando quindi che in un oscillatore a quarzo non termostabilizzato, all'aumentare della temperatura, la frequenza tende a diminuire, abbiamo studiato l'oscillatore variabile in modo che la sua frequenza aumentasse all'aumentare della temperatura e così facendo abbiamo ottenuto come risultato finale una *compensazione* automatica in grado di garantire una tolleranza più che accettabile in ogni caso.

Abbiamo cercato inoltre di eliminare un inconveniente tipico di tutti gli oscillatori variabili e precisamente quello di modificare l'ampiezza del segnale AF in funzione della capacità di sintonia, cioè l'ampiezza del segnale AF cambia generalmente di molto a seconda se il variabile è tutto aperto o tutto chiuso.

Tale variazione d'ampiezza comporta un'analoga variazione di potenza dello stesso segnale quindi è assolutamente necessario evitarla per non modificare le caratteristiche del trasmettitore. Tenendo presenti questi due fattori, abbiamo quindi progettato l'oscillatore variabile in modo da ottenere, come abbiamo detto, un leggero aumento di frequenza all'aumentare della temperatura per compensare le variazioni dell'oscillatore a quarzo, e nello stesso tempo cercando di evitare che si avessero variazioni di ampiezza sul segnale in uscita a seconda della posizione assunta dal condensatore variabile di sintonia.

La bobina L1-L2 che troviamo inserita in questo oscillatore variabile e che viene fornita già

Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale da noi siglato LX152 utile per la realizzazione di questo V.F.O.

avvolta, completa di schermo e nucleo ferromagnetico, ha le seguenti caratteristiche:

— Supporto del diametro di 5 mm.
— L2 = n. 25 spire con filo del diametro di 0,5 mm.
— L1 = n. 2 spire avvolte vicino alla L2 dal lato freddo con filo del diametro di 0,5 mm.

L'escursione della frequenza generata risulta più o meno ampia a seconda della capacità del condensatore variabile C1 e questa capacità il lettore potrà sceglierla a suo piacimento collegando una sola o entrambe le sezioni di cui tale condensatore è composto in parallelo. Tanto per fornirvi alcuni termini di paragone, riportiamo qui sotto le variazioni medie rilevate sui nostri prototipi:

— Con 250 pF (1 sola sezione) massima escursione 60-100 KHz.
— Con 500 pF (2 sezioni in parallelo) massima escursione 120-200 KHz.

Non solo ma anche la capacità del condensatore C4 applicato alla bobina L2 influisce notevolmente sulla escursione di frequenza e precisamente, supponendo di utilizzare un variabile da 500 pF, con i valori sottindicati di C4 otterremo le seguenti variazioni:

C4 = 6.800 pF massima escursione 120 KHz

C4 = 2.700 pF massima escursione 190 KHz
C4 = 2.200 pF massima escursione 300 KHz

Ammettendo quindi di aver tarato L2 in modo da oscillare, a variabile tutto chiuso, sulla frequenza di 3.000 KHz, le gamme ricoperte nei tre casi saranno le seguenti:

C4 = 6.800 pF da 3.000 KHz a 3.120 KHz
C4 = 2.700 pF da 3.000 KHz a 3.190 KHz
C4 = 2.200 pF da 3.000 KHz a 3.300 KHz

Il compensatore C2 che troviamo collegato in parallelo al condensatore variabile ci servirà, unitamente al nucleo della bobina L1-L2, per regolare con una certa precisione la frequenza generata in modo che ruotando la manopola del variabile dalla posizione « tutto aperto » alla posizione « tutto chiuso » e viceversa si ottenga una completa escursione della gamma desiderata.

Come fet consigliamo di utilizzare il tipo BF244 o il 2N5244 anche se in pratica altri tipi di fet montati sul nostro circuito si sono dimostrati egualmente idonei allo scopo.

Il diodo DS1 che troviamo applicato fra il gate del fet oscillatore e la massa serve per migliorare la stabilità in frequenza, quindi anche se togliendolo non noterete alcuna appariscente variazione, è assolutamente indispensabile lasciarlo anzi, se constaterete uno slittamento di frequenza superiore ai dati da noi forniti, vi consigliamo di sostituire tale diodo con uno di un altro tipo al silicio, cercando eventualmente quel diodo che meglio si adatta alle caratteristiche del fet utilizzato in quanto, anche i fet come i transistor hanno delle tolleranze che possono variare notevolmente da semiconduttore a semiconduttore anche se recano la stessa sigla incisa sull'involucro.

Per far sì che l'ampiezza del segnale generato si mantenga costante, abbiamo poi utilizzato il transistor TR1 il quale, essendo collegato con la base al source del fet e col collettore all'alimentazione positiva dell'oscillatore variabile, ci permetterà, nel caso in cui l'ampiezza del segnale aumenti di troppo, di abbassare la tensione di alimentazione stessa, quindi di ridurre opportunamente l'amplificazione.

Aumentando infatti la corrente di assorbimento del fet, aumenterà di conseguenza la caduta di tensione ai capi della resistenza R2 e poiché la base di TR1 è ad essa collegata, tale transistor assorbirà una corrente maggiore sottraendola al fet il quale, come noterete, viene alimentato dalla stessa sorgente a cui è collegato il collettore di TR-. In tal modo l'amplificazione del fet verrà automaticamente limitata, quindi in uscita si otterrà un segnale AF di ampiezza costante. Ad alimentare l'oscillatore variabile così come quello a quarzo provvede un semplice stabilizzatore di tensione costituito, come vedesi nello schema, dal transistor TR2 in grado di erogare, per la presenza del diodo zener DZ1 sulla sua base, una tensione di 9,2 volt. Le due prese o ponticelli indicati nello schema con le lettere AA e BB servono, come è possibile intuire, per fornire tensione ai due oscillatori quindi ci saranno utili, in fase di messa a punto, per controllare con un milliamperometro se tali oscillatori funzionano perfettamente. La sola presa BB ci servirà inoltre, collegata all'interruttore a levetta S1, per fare in modo che, volendo spegnere il V.F.O. per passare dalla trasmissione alla ricezione o viceversa, si tolga tensione al solo oscillatore a quarzo e non a quello variabile.

Quest'ultimo infatti è l'unico che può risentire delle variazioni di temperatura, quindi conviene mantenerlo costantemente in funzione cosicché, una volta che FT1 e TR1 avranno raggiunto la loro temperatura di lavoro ideale, la frequenza generata non subirà più alcuna variazione. Così facendo, anche se tale oscillatore genererà costantemente una frequenza di 3 MHz, essa non potrà minimamente influenzare né ricevitore né trasmettitore in quanto è troppo distante da quella su cui sono accordati i vari circuiti di questi ultimi.

Il segnale di AF generato dall'oscillatore variabile viene prelevato dal lato freddo della bobina L2 tramite la bobina L1 ed applicato quindi alla base del transistor TR3 che agisce da amplificatore-separatore. Dal collettore di questo transistor, tramite il condensatore C12, il segnale viene poi applicato al gate del fet FT2 che esplica la funzione di miscelatore-convertitore.

L'oscillatore a quarzo da noi utilizzato non presenta nulla di trascendentale, cioè si tratta di un normale circuito oscillante nel quale i valori di capacità dei condensatori C24 e C25 e l'induttanza della bobina L7 sono stati calcolati in maniera da potersi accordare sulla frequenza del quarzo inserito.

Modificando comunque i valori dei condensatori C24 e C25 è possibile, come già abbiamo precisato, spostare anche notevolmente l'accordo della bobina L7 cosicché, se utilizzeremo un quarzo da 72 MHz, potremo accordare il tutto sui 24 MHz (la fondamentale di un quarzo overtone da 72 MHz è 24 MHz), mentre se utilizzeremo un quarzo da 27 MHz, con le modifiche indicate, il circuito si accorderà sui 9 MHz (infatti 27 : 3 = 9 MHz), oppure sui 27 MHz.

Nota: se per accordare il quarzo è necessario ruotare fino in fondo il nucleo ferromagnetico della

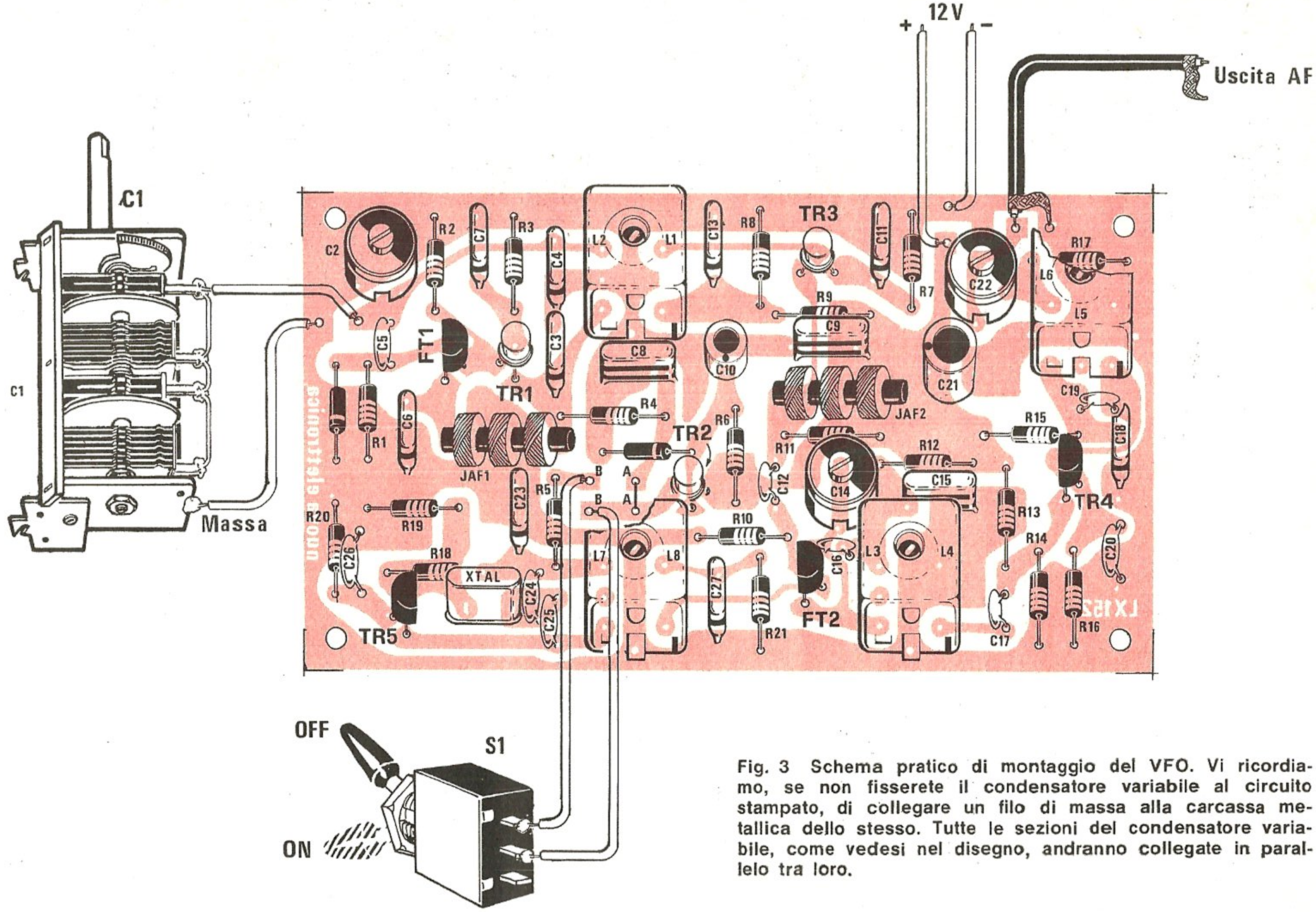


Fig. 3 Schema pratico di montaggio del VFO. Vi ricordiamo, se non fisserete il condensatore variabile al circuito stampato, di collegare un filo di massa alla carcassa metallica dello stesso. Tutte le sezioni del condensatore variabile, come vedesi nel disegno, andranno collegate in parallelo tra loro.

bobina L7, dovremo necessariamente aumentare la capacità dei condensatori C24-C25.

È infatti consigliabile che tale nucleo non risulti inserito oltre la metà della bobina onde evitare di sovraccaricare troppo l'oscillatore ottenendo inoltre un accoppiamento tra L7 ed L8 molto più lasco, in quanto non più effettuato attraverso il nucleo stesso.

In tali condizioni sono poi possibili inneschi spurii.

Il segnale di AF generato dall'oscillatore a quarzo verrà prelevato dalla bobina L7 tramite la bobina L8 avvolta sul lato freddo di quest'ultima (cioè dal lato opposto a quello a cui è collegato il collettore di TR5) ed applicato al source del fet miscelatore-convertitore FT2. In uscita dal drain di FT2 risulteranno disponibili più frequenze, cioè quella dell'oscillatore a quarzo, quella dell'oscillatore variabile e la somma e la differenza di queste due.

Il circuito accordato costituito da L3 e C16 serve appunto per selezionare la sola frequenza che ci interessa, cioè la somma o la differenza delle frequenze dei due oscillatori, escludendo automaticamente le altre tre. Il link L4 avvolto su L3 preleverà poi il segnale miscelato per trasferirlo sulla base del transistor TR4 il quale funge da amplificatore finale.

La presenza su quest'ultimo transistor di un ulteriore circuito di accordo costituito da L5 e C19 ci permetterà di escludere ogni eventuale residuo di AF che pur non risultando quella richiesta sia riuscita a superare egualmente la bobina L3, in modo tale da ottenere, al termine di tale operazione, un segnale perfettamente « pulito » già idoneo a pilotare un trasmettitore o un ricevitore.

Dalla bobina L6, avvolta sul lato freddo di L5, preleveremo infine il segnale AF che ci interessa.

Qui però occorre fare una piccola precisazione e cioè se il segnale del V.F.O dovrà essere utilizzato per pilotare un trasmettitore (cioè verrà applicato sull'entrata di un oscillatore AF che in questo caso funzionerà solo come semplice amplificatore AF), esso dovrà possedere un'adeguata potenza in modo da eguagliare quella fornita dall'oscillatore AF del trasmettitore, quindi fra l'uscita del V.F.O. e l'ingresso di tale oscillatore potremo interporre un condensatore da 100-56 pF minimi oppure un compensatore da 10/60 pF in modo da poter dosare opportunamente l'ampiezza di tale segnale.

Se invece utilizzeremo il V.F.O. come oscillatore per un ricevitore, potranno verificarsi dei casi in cui il segnale AF da esso generato risulti troppo potente, quindi si abbia necessità di attenuarlo.

Per ottenere questo potremo ridurre il valore della resistenza R17 e adottare come condensatore di accoppiamento un valore di capacità molto basso, ad esempio 5-10 pF.

Questo è l'unico problema che dovrete risolvere voi, caso per caso, cioè dovrete fare in modo di attenuare il segnale in uscita quel tanto che basta per non saturare il transistor oscillatore che dovremo pilotare, problema questo che si potrà risolvere anche senza l'ausilio di strumenti. Infatti se avete un trasmettitore che in condizioni normali eroga 2 watt, sarà sufficiente controllare che con il V.F.O. inserito non si ecceda di troppo questo limite.

Anche qui però possono esservi delle eccezioni in quanto se il vostro TX eroga 2 watt solo ed esclusivamente perché l'oscillatore in esso inserito non è in grado di erogare una potenza sufficiente a pilotare gli stadi successivi, collegando il V.F.O. la potenza potrà addirittura raddoppiare poiché l'oscillatore in queste condizioni funzionerà solo come « amplificatore AF », quindi fornirà in uscita un segnale AF di ampiezza maggiore.

Per i ricevitori invece non è necessario avere troppa potenza, quindi in questi casi si dovrà agire in modo da non riscontrare alcuna differenza di funzionamento sia utilizzando l'oscillatore locale del ricevitore, sia utilizzando il V.F.O.

Tutto il circuito di questo V.F.O. a conversione richiede una tensione di alimentazione di 12-13 volt con un consumo medio di 50-60 mA. Come al solito consigliamo, anche se è più costoso, di dotare il V.F.O. di un suo proprio alimentatore (vedi ad esempio l'alimentatore LX92 presentato sul n. 35-36) racchiudendo il tutto entro una scatola metallica in modo che risulti ben schermato.

Unica raccomandazione, specie se si vorrà usarlo per pilotare dei TX, è quello di evitare che frequenze spurie o onde stazionarie abbiano la possibilità di essere captate dal V.F.O. modificandone il funzionamento. Per collegare il V.F.O. al ricevitore o al trasmettitore è quindi bene utilizzare cavetto schermato da 52 ohm, in quanto bisogna prevedere che non tutti i TX e le relative antenne possono essere tarati e adattati alla perfezione. Utilizzando quindi un cavetto schermato si eviterà in ogni caso di captare residui di AF generati dallo stadio finale o di ritorno dall'antenna.

REALIZZAZIONE PRATICA

Montare questo V.F.O., una volta in possesso del circuito stampato LX152 visibile a grandezza

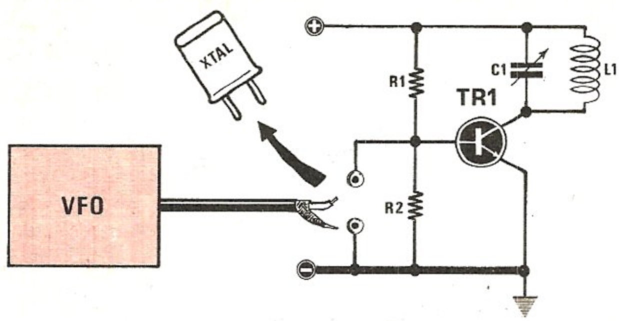


Fig. 4 Per collegare il VFO ad un qualsiasi oscillatore a quarzo, risulterà sufficiente togliere quest'ultimo ed applicare sul suo zoccolo il segnale AF generato dal VFO.

naturale in fig. 2, è cosa semplicissima. Tutti i componenti andranno sistemati nella posizione indicata sullo schema pratico di montaggio di fig. 3 e se in tale disegno la posizione di qualcuno di essi può risultare incerta perché coperto in prospettiva da un altro di dimensioni maggiori, tale dubbio verrà automaticamente risolto dal disegno serigrafico riportato sullo stampato stesso, il quale ci mostrerà in modo inequivocabile la forma e la disposizione del componente, nonché la relativa sigla di identificazione.

Le uniche avvertenze che vi dobbiamo fornire, a parte quella di rispettare la polarità dei condensatori elettrolitici e dei diodi, riguardano le bobine, i transistor e i fet.

Le bobine infatti apparentemente risultano similari e si differenziano solo per il numero di riferimento impresso sullo schermo:

— la bobina L1-L2 è siglata con il n. 15
— la bobina L3-L4 è siglata con il n. 16
— la bobina L5-L6 è siglata con il n. 16
— la bobina L7-L8 è siglata con il n. 16

quindi fate attenzione ad inserire la bobina L1-L2 nella posizione richiesta, mentre le altre tre risultano identiche, quindi possono anche venir scambiate fra di loro. Non è invece assolutamente possibile scambiare il primario con il secondario in quanto lo zoccolo è provvisto di 5 terminali asimmetrici per cui potrà essere inserito nel circuito solo nel verso giusto.

Per i transistor dovremo invece fare attenzione a collegare i tre terminali E-B-C esattamente sulla pista in cui questi debbono inserirsi, problema questo risolvibile controllando il disegno sul circuito stampato dove appare ben evidente in quale posizione dovrà trovarsi la tacca di riferimento presente sul loro involucro per quelli metallici, oppure la smussatura per quelli in plastica e per i fet.

Per quanto riguarda questi ultimi sarà bene precisare un particolare e cioè che i fet BF244 o 2N5244 possono essere reperiti con involucro a mezzaluna o circolare e che nei due casi la disposizione dei terminali, come vedesi in fig. 5 non è la stessa, quindi risultando il circuito stampato predisposto per ricevere i fet con involucro a mezzaluna, volendo impiegare dei fet con involucro diverso occorrerà invertire i piedini in modo che vadano ad inserirsi sulla pista loro riservata.

Anche per i diodi DS1 e DZ1, come abbiamo detto, occorre rispettare la polarità, in particolare per DZ1 che, se invertito, non permetterà di prelevare da TR2 la tensione stabilizzata di 9,2 volt per alimentare i due oscillatori. Per il condensatore variabile, se non acquistate direttamente la scatola di montaggio, vi consigliamo di sceglierne uno di ottima qualità, non importano le sue dimensioni, mentre l'importante è che risulti a due sezioni in modo da poterle collegare entrambe in parallelo nel caso in cui si voglia ampliare l'escursione di frequenza del V.F.O.

Quando fisserete questo condensatore variabile sul pannello frontale del mobile, raccomandiamo di non collegare soltanto con un filo di rame le lamelle fisse alla presa del circuito stampato collegata a C2-C5, ma di collegare altresì con un secondo filo le lamelle mobili alla massa del circuito stampato, sfruttando l'apposito terminale posto accanto al precedente.

È infatti importante che la massa del condensatore variabile abbia la possibilità di raggiungere la massa del circuito stampato con il percorso il più corto possibile, anche se elettricamente questo potrebbe venire assicurato collegando a massa con le viti di fissaggio il circuito stampato al metallo del mobile.

È altresì consigliabile effettuare questi collegamenti con filo rigido, onde evitare che, oscillando,

il filo possa provocare delle variazioni di capacità che si manifesteranno come altrettante variazioni di frequenza. Una volta terminato il montaggio potremo affermare di aver portato a termine solo per il 50% la nostra opera, in quanto prima di poter utilizzare il V.F.O., risulterà necessario eseguire una taratura *piuttosto impegnativa* in modo da ottenere in uscita la gamma di frequenze che ci interessa.

TARATURA

La taratura di questo V.F.O., sia che lo si voglia utilizzare per la gamma dei 27 MHz, sia per quella dei 144 MHz, non risulterà molto dissimile in quanto varierà solo il tipo di quarzo che inseriremo e la gamma di frequenze che dovremo ottenere in uscita.

Inizieremo quindi spiegando come ci si deve comportare per i 27 MHz e riportando in seguito, in forma più succinta, come si effettua la taratura per la gamma dei 144 MHz in quanto riteniamo che il dilettante che lavora già sui 144 MHz sia tecnicamente più preparato, quindi meno bisognoso di spiegazioni, di chi invece si dedica per hobby alla ricetrasmissione sui 27 MHz.

Come prima operazione dovrete procurarvi un quarzo overtone da *72 MHz*, se vorrete impiegare il V.F.O. per un trasmettitore, oppure un quarzo overtone da *69 MHz*, se invece lo vorrete impiegare per la ricezione. Per rigor di logica un quarzo da 72 MHz potrebbe servire egualmente anche per la ricezione, ma in questo caso, poiché esso ci darà una frequenza base di 24 MHz (72 : 3 = = 24 MHz), per poter ottenere in uscita le frequenze di ricezione che sono tutte comprese fra 26.500 e 26.830 KHz, dovremo logicamente sintonizzare l'oscillatore variabile in modo che l'escursione della frequenza generata risulti compresa tra i 2.500 e i 2.830 KHz.

Utilizzando invece un quarzo da 69 MHz, poiché questo ci fornirà una frequenza fondamentale di 23 MHz, l'escursione dell'oscillatore variabile dovrà risultare compresa fra 3.500 e 3.830 KHz (valori questi che si ottengono facilmente con una piccola « correzione » sul nucleo della bobina L1-L2). Controlleremo poi se sull'emettitore del transistor TR2 risulta presente la tensione stabilizzata di 9,3 volt necessaria ad alimentare i due oscillatori.

Controllata questa tensione, in sostituzione dell'interruttore S1 (presa B-B) collegheremo un « tester » predisposto sulla portata « 50 milliamper fondo scala », in modo da poter così controllare la corrente assorbita dal transistor oscillatore TR5.

Senza il quarzo tale assorbimento dovrà risultare di circa 5-6 mA. A questo punto inseriremo il quarzo sull'apposito zoccolo e ruoteremo il nucleo della bobina L7-L8 fino a trovare quella posizione in corrispondenza della quale il valore di corrente indicato dalla lancetta dello strumento salirà bruscamente da 5-6 mA a circa 8-10 mA.

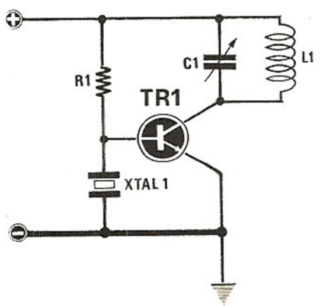


Fig. 5 Se nell'oscillatore a quarzo dove non risulta presente, tra la base del transistor e la massa, una resistenza di polarizzazione, non è possibile applicare direttamente sull'entrata il segnale del VFO a meno che prima non si effettui la modifica visibile in fig. 6.

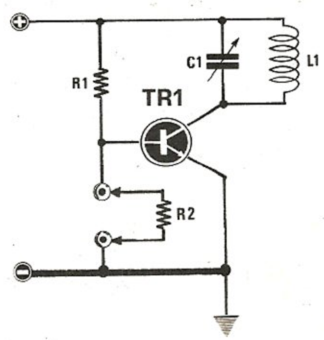


Fig. 6 Togliendo il quarzo nello schema di fig. 5 il transistor dell'oscillatore si saturerebbe, perciò in questi casi è indispensabile applicare tra base e massa una resistenza (R2) il cui valore ohmmico risulti all'incirca compreso tra 1/10 e 1/5 del valore di R1.

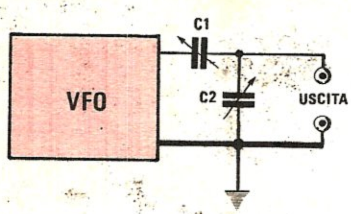


Fig. 7 Per ottenere un miglior adattamento di impedenza tra trasmettitore e VFO, può risultare a volte utile effettuare un accoppiamento a partitore capacitivo, come vedesi nel disegno. Ci risulterà il condensatore C22 già inserito nel VFO e C2 un'analogo compensatore da 10/60 pF. In questi casi occorre eliminare sul circuito R17.

È ovvio che se questo brusco aumento di corrente si ottiene appena si inserisce il quarzo, il nucleo della bobina L7-L8 si trovava già nella posizione richiesta.

Ottenuta questa condizione avremo già la matematica certezza che l'oscillatore funziona ma questo non è sufficiente ad affermare che l'oscillatore è perfettamente tarato in quanto occorre altresì controllare che togliendo il quarzo e rimettendolo poi di nuovo al suo posto si ripetano le condizioni precedentemente ottenute, cioè *minimo* assorbimento senza quarzo e *massimo* assorbimento con quarzo inserito.

Se infatti questo non si verifica, significa che il nucleo della bobina è ruotato in modo da risultare in posizione critica, quindi sarà necessario avvitarlo o svitarlo leggermente fino ad ottenere un'oscillazione stabile, cioè fino a quando togliendo e rimettendo il quarzo si otterrà sempre la condizione precedentemente descritta.

Se disponete di un frequenzimetro digitale potrete anche controllare se la frequenza generata risulta esattamente 1/3 di quella nominale del quarzo, cioè 24 MHz utilizzando un quarzo overtone da 72 MHz, oppure 23 MHz con un quarzo da 69 MHz, comunque questo controllo è superfluo poiché su tale stadio la frequenza risulterà sempre e solo quella indicata.

Escludete quindi l'oscillatore a quarzo (non effettuando alcun collegamento fra le due boccole B-B) ed inserite invece il tester fra le prese A-A, in modo da controllare l'assorbimento dell'oscillatore variabile.

Tale circuito dovrà assorbire all'incirca 6 mA e per stabilire se esso oscilla sarà sufficiente cortocircuitare con uno spezzone di filo di rame (non è necessario stagnarne gli estremi al circuito ma solo appoggiare tali estremi nei punti indicati) il diodo DS1 o la resistenza R1, cioè cortocircuitare a massa il gate del fet.

Così facendo la corrente assorbita varierà da 6 mA in condizioni normali a 5 mA con diodo cortocircuitato e tale differenza di assorbimento ci confermerà appunto che il fet oscilla generando il segnale AF. Se disponete di un oscilloscopio potrete controllare la forma d'onda presente ai capi della bobina L1 e se poi possedete anche un frequenzimetro digitale, potrete immediatamente conoscere, oltre la frequenza generata, anche l'escursione ottenuta ruotando il variabile C1 dal minimo al massimo, quindi calcolare immediatamente quale frequenza risulterà presente sull'uscita del V.F.O.

Se invece non disponete di un frequenzimetro, dovrete accontentarvi di constatare che l'oscillatore funziona anche se in seguito potrete controllare con un ricevitore se sull'uscita del V.F.O. è presente la gamma di frequenza richiesta.

Ammesso di non possedere un frequenzimetro, bisognerà quindi disporre almeno di un ricevitore per la gamma dei 27 MHz (se si realizza il V.F.O. per pilotare un TX) alla cui antenna si applicherà l'uscita del V.F.O. Se poi il segnale dovesse risultare di ampiezza talmente elevata da mandare lo strumento S-meter a fondo scala, invece di collegare direttamente l'uscita dell'oscillatore all'antenna, ci limiteremo ad avvicinarla a quest'ultima.

Ruotate quindi il condensatore variabile C1 fino a captare nel ricevitore il segnale di AF e raggiunta questa condizione, regolate prima il nucleo della bobina L3/L4, poi il compensatore C14 ed infine la bobina L5-L6 fino ad ottenere la massima deviazione dell'indice dello strumento S-meter. Se ad esempio il ricevitore è sintonizzato al centro gamma (cioè all'incirca sui 27.125-27.135 KHz) e se a tale frequenza il condensatore variabile C1 risulta completamente ruotato verso la massima o verso la minima capacità, dovremo semplicemente agire sul nucleo della bobina L1/L2 e contemporaneamente sul condensatore variabile C1 fino ad ottenere che il ricevitore capti il segnale di AF quando tale condensatore si trova circa a metà corsa.

Ricontrolleremo quindi la taratura della bobina L3-L4 e L5-L6 ed a questo punto potremo esser certi che ruotando il condensatore da un estremo all'altro si coprirà tutta la gamma dei 27 MHz.

Possedendo un frequenzimetro, tale operazione risulterà notevolmente semplificata in quanto potremo subito tarare l'oscillatore variabile in modo che questo oscilli da 3.005 KHz a 3.285 KHz e controllare quindi sull'uscita del V.F.O. che il segnale AF vari da un minimo di 27.005 KHz, ad un massimo di 27.285 KHz.

Per tarare invece il V.F.O. per la ricezione, non disponendo di un frequenzimetro, occorrerà ancora una volta procedere a tentativi.

Collegheremo cioè l'uscita del V.F.O. all'oscillatore locale del ricevitore (come vedesi in fig. 4), ruoteremo il condensatore variabile fino a circa metà corsa, quindi forniremo tensione al ricevitore e ruoteremo il nucleo della bobina L1/L2 fino a captare un CB.

A questo punto, se sapete su quale canale esso trasmette, cercherete, agendo su nucleo di L1-L2 e sul condensatore variabile C1, di portare quest'ultimo a metà corsa, inizio corsa o fine corsa a seconda se la frequenza su cui il CB trasmette è collocata a metà gamma, inizio gamma o fine gamma. Sarebbe comunque meglio che disponeste voi di un trasmettitore da utilizzare come generatore di frequenza campione, in quanto in questo modo riuscireste certamente ad ottenere un maggior precisione.

TARATURA GAMMA 144 MHz

Se vogliamo tarare il V.F.O. per la gamma dei 144 MHz, il quarzo che dovremo inserire non sarà più da 72 o 69 MHz, bensì da 27 MHz, cioè un comune quarzo CB che dispone di una fondamentale di 9 MHz (27 : 3 = 9 MHz). Dovremo inoltre modificare i valori dei condensatori C4-C16-C19-C24 e C25 come indicato in precedenza, dopo aver stabilito se ci conviene ottenere in uscita 12 oppure 24 MHz.

Come già descritto per la taratura dei 27 MHz, inseriremo poi fra le boccole B-B un tester predisposto sulla portata 50 mA fondo scala. In assenza del quarzo la corrente assorbita risulterà di circa 5-6 mA mentre inserendo quest'ultimo e ruotando opportunamente il nucleo della bobina L7-L8, troveremo una posizione in corrispondenza della quale la lancetta dello strumento salirà bruscamente a 8-10 mA.

In tale posizione l'oscillatore genererà un segnale AF di 9 o di 27 MHz a seconda dei valori di capacità impiegati.

Toglieremo quindi lo strumento dalla presa B-B e lo inseriremo sulla presa A-A e ripeteremo di nuovo l'operazione descritta in precedenza per i 27 MHz.

Se disponete di un frequenzimetro applicate all'uscita del V.F.O. e tarate quindi successivamente il nucleo della bobina L3-L4, il compensatore C14, ed il nucleo di L5-L6 fino a leggere una frequenza di 12 o di 24 MHz, cioè la frequenza fondamentale del quarzo più la frequenza dell'oscillatore variabile nel primo caso, oppure la frequenza overtone sempre del quarzo meno la frequenza del variabile, nel secondo caso. Come già accennato in precedenza, per la gamma dei 144 MHz, la frequenza d'uscita del V.F.O. risulta sempre un sottomultiplo di quella richiesta cioè 12 oppure 24 MHz, in quanto in un TX l'oscillatore lavora sempre su queste frequenze e con successivi stadi di duplicazione e triplicazione si raggiungono alfine i 144 MHz.

È ovvio che se collegherete il V.F.O. ad un TX, i nuclei delle bobine L3-L4 ed L5-L6 andranno tarati in modo da ricavare in uscita da tale trasmettitore il massimo segnale AF, cioè la massima potenza in watt. Per questo si consiglia di procedere a tentativi, modificando il valore della resistenza R17 e del condensatore di accoppiamento C22, in modo da ottenere il miglior accoppiamento tra il V.F.O. e l'oscillatore del TX. A seconda poi del tipo di oscillatore impiegato su questo TX, sarà necessario apportare al nostro schema qualche modifica, come indicato ed illustrato nelle fig. 5-6.

A questo punto non ci rimane che cortocircuitare nel V.F.O. le due prese AA in modo che all'oscillatore variabile giunga tensione ed applicare invece tra le prese BB un interruttore in modo che con esso si possa escludere o fornire tensione all'oscillatore a quarzo quando si voglia escludere o mettere in funzione il V.F.O., mantenendo comunque sempre alimentato l'oscillatore variabile in modo che questo resti sempre, una volta raggiuntala, alla temperatura di regime.

CONSIGLI UTILI

Dopo avervi spiegato come funziona, come può essere realizzato e come va tarato il nostro V.F.O.,

ci sentiamo in dovere di precisarvi quale « stabilità » esso presenta, una caratteristica questa che è forse la più importante per chi deciderà di entrarne in possesso. Da notare che i dati che ora riportiamo sono stati ricavati su quattro prototipi fatti funzionare per lungo tempo nelle condizioni peggiori, eseguendo una media dei valori ottenuti.

Innanzitutto vorremmo precisare che l'oscillatore libero è molto sensibile alle variazioni di temperatura, per cui una prova eseguita al banco, con il montaggio *non racchiuso* entro una scatola metallica (quindi non protetto dai disturbi esterni), può evidenziare variazioni molto superiori a quelle che invece si otterranno nelle normali condizioni di funzionamento. In questo caso è infatti sufficiente, tanto per fare un esempio, il calore prodotto da una lampada ad incandescenza posta sopra il circuito per modificarne la stabilità.

Anche una corrente d'aria prodotta dall'improvvisa apertura di una finestra oppure il semplice respiro di chi effettua il collaudo, può facilmente dar luogo a variazioni di 50-60 Hz. Se poi si avvicina al circuito un saldatore caldo per sostituire, ad esempio, una resistenza o un condensatore, si noteranno immediatamente variazioni di 150-200 Hz.

Questo, lo ripetiamo, quando il circuito non è racchiuso entro un contenitore metallico, perché se noi provvediamo a schermarlo opportunamente ed a metterlo al riparo dalle variazioni di temperatura, come indicato nel paragrafo « Realizzazione Pratica », le sue doti di stabilità miglioreranno sensibilmente. Anche in questo caso tuttavia, durante i primi 10 minuti di funzionamento, tale oscillatore non presenta un'elevata stabilità, tanto che la sua frequenza può variare facilmente anche di 300-500 Hz.

Quando però la temperatura all'interno della scatola si sarà stabilizzata sul suo valore di regime, anche la frequenza varierà di pochissimo. sull'ordine dei 50-80 Hz massimi, cioè si otterrà una tolleranza media dello 0,002%.

Tale variazione è assolutamente irrisoria se si realizza il V.F.O. per i 27 MHz perché in questo caso, proprio per il vantaggio della *conversione*, si otterrà in pratica una tolleranza complessiva dell'ordine dello *0,0003%*. Infatti, poiché il solo oscillatore libero (che ammettiamo funzioni sui 3.000 KHz) è soggetto ad una variazione massima di 80 Hz, mentre la frequenza dell'oscillatore a quarzo rimane fissa sui 24.000 KHz, il nostro V.F.O., partendo da 24.000.000 + 3.000.000 = 27.000.000 Hz, arriverà al massimo a 27.000.080 Hz, cioè presenterà uno scatto massimo dello 0,0003% come risulta dalla formula:

27.000.000 : 100 x 0,0003 = 81 Hz

Il lettore però non deve essere tratto in inganno da queste cifre nel caso egli decida di utilizzare il V.F.O. per i 144-145 MHz, in quanto su questi tipi di ricetrasmettitori esistono, come abbiamo detto, degli stadi duplicatori e triplicatori di frequenza, quindi anche le variazioni verranno duplicate e triplicate.

Supponendo per esempio di avere predisposto l'uscita del V.F.O. sui 24 MHz, e considerando ancora valida, su questi 24 MHz, una variazione massima di 80 Hz (come in pratica avviene), la variazione complessiva di frequenza che si otterrà sul trasmettitore sarà espressa da:

27.000.000 — 3.000.000 = x 6 = 144.000 Hz
27.000.000 — 3.000.080 = x 6 = 143.999.520 Hz
144.000.000 — 143.999.520 = 480 Hz

cioè una differenza di 480 Hz, pari ad una tolleranza dello *0,00033%*:

144.000.000 : 100 x 0,00033 = 479,9 Hz

Predisponendo invece l'uscita del V.F.O. sui 12 MHz, essendo necessaria una moltiplicazione x 12 invece che x 6, anche la tolleranza diventerà il doppio come risulta dai calcoli seguenti:

9.000.000 + 3.000.000 = x 12 = 144.000.000 Hz
9.000.000 + 3.000.080 = x 12 = 144.000.960 Hz
144.000.960 — 144.000.000 = 960 Hz

cioè una differenza di 960 Hz, pari ad una tolleranza dello *0,00066%*:

144.000.000 : 100 x 0,00066 = 959,9 Hz.

Come avrete notato la tolleranza risulterà inferiore allo *0,0003%* se si utilizzerà il V.F.O. per i 27 MHz, salirà allo *0,00033%* se invece lo si utilizzerà per i 144 MHz con uscita a 24 MHz, per raggiungere infine lo *0,00066%* nel caso in cui si predisponga l'uscita sui 12 MHz. Questi valori, come abbiamo già accennato, sono la media di quelli ottenuti sui nostri 4 prototipi, per cui è ovvio che sul vostro montaggio potranno risultare leggermente inferiori o leggermente superiori a seconda dei componenti impiegati.

Se comunque rileverete tolleranze decisamente superiori a quelle da noi indicate, è ovvio che nel circuito esisterà un componente, sia esso un condensatore, un diodo o un fet, che risente in modo eccessivo delle variazioni di temperatura, quindi o tenterete di individuarlo, oppure dovrete cercare di minimizzare l'inconveniente evitando di collocare il mobiletto contenente il V.F.O. vicino a sorgenti di calore, oppure ancora rivestendo il

mobiletto stesso con lastre di polistirolo in modo che la temperatura interna rimanga la più costante possibile.

AVVERTIMENTO PER I PRINCIPIANTI

Il progetto in se stesso è abbastanza semplice da realizzare, tuttavia ci sentiamo in dovere di mettere in guardia i principianti, cioè coloro che mai si sono cimentati in AF, ricordando loro che potrebbero incontrare in taratura delle *difficoltà*.

Infatti se si tentasse di tarare le bobine L3-L5 senza possedere sufficiente esperienza pratica, potrebbe anche succedere di non riuscire a tararle perfettamente sulla frequenza voluta, cioè ammettendo di aver realizzato il V.F.O. per ottenere un'uscita a 27 MHz, si potrebbe tarare, ad esempio, L3 sui 26 MHz e L5 sui 28 MHz.

In tal caso il V.F.O. funzionerebbe ancora, ma la potenza ricavata in uscita dallo stesso risulterebbe molto inferiore rispetto alla normalità. Anche l'oscillatore a quarzo potrebbe poi non venir tarato sulla frequenza richiesta in quanto, inserendo ad esempio un quarzo da 27 MHz, a seconda della capacità dei condensatori C24 e C25, l'oscillatore potrà funzionare sui 27 oppure sui 9 MHz, quindi se non si provvede ad inserire i valori di capacità richiesti per questi condensatori, si ricaveranno dalla conversione frequenze ben diverse da quelle desiderate. Non disponendo di un frequenzimetro né di un oscilloscopio, la taratura richiederà sempre parecchio tempo ed una notevole esperienza. Possedendo invece un frequenzimetro l'operazione diviene semplicissima in quanto si potrà controllare la frequenza generata dall'oscillatore locale prelevando il segnale ai capi di L1 e provvedere quindi a metterla in passo ruotando il suo nucleo oppure il compensatore C2.

Si potrà poi controllare la frequenza dell'oscillatore a quarzo, prelevando il segnale ai capi della bobina L8, ed infine si collegherà l'oscilloscopio ai terminali d'uscita (posti ai capi di L6) per controllare quale frequenza esce convertita.

L'oscilloscopio ci permetterà inoltre di controllare l'ampiezza del segnale AF e di regolare quindi i nuclei di L3 ed L5 ed il compensatore C14, fino a raggiungere il massimo.

Se l'oscilloscopio è in grado di raggiungere i 25 MHz, potremo infine verificare se la forma d'onda in uscita è perfettamente sinusoidale, oppure se sono presenti frequenze spurie, condizione questa che si può creare artificialmente sregolando i nuclei delle bobine L3-L5.

Come avrete compreso, la disponibilità di una certa strumentazione semplificherà notevolmente le operazioni di taratura, mentre la mancanza complicherà leggermente le cose rubandoci un po' più di tempo.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato in fibra di vetro LX152	L.	2.100
Tutto il necessario per la realizzazione, cioè circuito stampato, resistenze, condensatori (specificare i valori di C4-C16-C19-C24-C25), compensatori, bobine già avvolte, impedenze AF, condensatore variabile miniatura a 4 sezioni (due da 250 pF e due da 10 pF circa), transistor, fet, interruttori, escluso quarzo	L.	12.500
1 quarzo overtone da 27 MHz	L.	1.500
1 quarzo overtone da 72 o 69 MHz . .	L.	3.500
Spese postali con pagamento anticipato	L.	1.000
Spese postali con pagamento in contrassegno	L.	2.000

ESAURITO

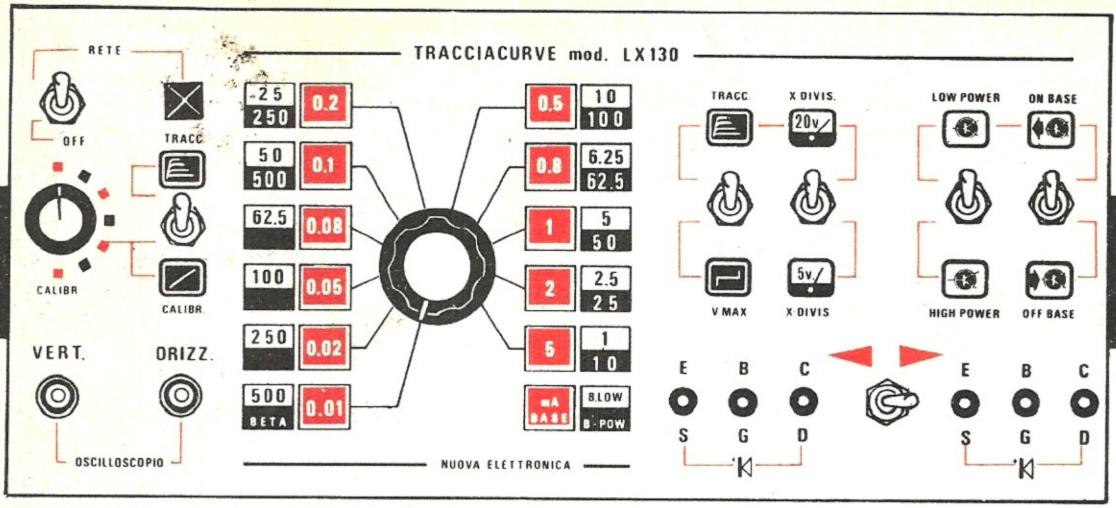
DATI BOBINE

— **Bobina L1-L2 (bobina con nucleo)**
L2 = n. 25 spire con filo di rame da 0,5 mm smaltato avvolte su un supporto cilindrico di 5 mm. di diametro
L1 = n. 2 spire con filo di rame da 0,5 mm. smaltato avvolte accanto alla L2 dal lato freddo

— **Bobina L3-L4 (bobina con nucleo)**
L3 = n. 18 spire con filo di rame da 0,5 mm. smaltato avvolte su un supporto cilindrico di 5 mm. di diametro
L4 = n. 3 spire con filo di rame da 0,5 mm. smaltato avvolte accanto alla L3 dal lato freddo

— **Bobina L5-L6 (bobina con nucleo)**
L5 = n. 18 spire con filo di rame da 0,5 mm. smaltato avvolte su un supporto cilindrico di 5 mm. di diametro
L6 = n. 3 spire con filo di rame da 0,5 mm. smaltato avvolte accanto alla L5 dal lato freddo

— **Bobina L7-L8 (bobina con nucleo)**
L7 = n. 18 spire con filo di rame da 0,5 mm. smaltato avvolte su un supporto cilindrico di 5 mm. di diametro
L8 = n. 3 spire con filo di rame da 0,5 mm. smaltato avvolte accanto ad L7 dal lato freddo



MISURE PRATICHE sui TRANSISTOR

Fig. 1 Utilizzando questi comandi, presenti sul pannello frontale, potrete ottenere tutte le curve illustrate in questo articolo.

Su n. 40-41 di Nuova Elettronica vi abbiamo presentato il progetto di un *tracciacurve*, cioè di uno strumento che non tutti, pur conoscendone l'esistenza, sanno utilizzare, in quanto esso, a causa soprattutto del prezzo, non è troppo diffuso nei laboratori quindi ben pochi di voi hanno avuto finora la possibilità di vederlo in azione.

Lo scopo di questo articolo è dunque quello di spiegarne l'uso in quanto ci sembrerebbe illogico dirvi all'incirca a cosa serve, senza poi insegnarvi come utilizzarlo. Noi infatti desideriamo sempre che ogni nostro progetto che voi realizzerete vi sia conosciuto fin nei minimi particolari, in modo che ciascuno di voi sia in grado di valutare se il tale apparecchio gli potrà essere utile, oppure se una volta costruito gli servirà solo da soprammobile. Sarebbe infatti inutile offrire al lettore, tanto per fare un esempio, il progetto di un bellissimo e modernissimo aereo a reazione, senza però spiegargli come si procede per metterlo in moto, quale leva deve azionare per decollare e a cosa servono i vari strumenti presenti sul pannello in quanto, così facendo, anche se un lettore fornito di buona volontà riuscisse a metterlo in moto e ad alzarsi in volo, si ritroverebbe poi, nell'istante in cui volesse atterrare, a non sapere quale leva tirare per far uscire il carrello ed inoltre, vedendo accendersi una spia sul pannello, non saprebbe cosa questo significa, cioè se il carburante è in riserva, se il timone è bloccato oppure se il carrello non è uscito regolarmente, quindi non potrebbe correre tempestivamente ai ripari. Poiché invece per apprendere occorre leggere, e per leggere occorre che qualcuno provveda a scrivere, noi oggi vogliamo fornirvi tutte le indicazioni necessarie, non diciamo per diventare esperti del tracciacurve, in quanto l'esperienza si acquisisce solo con la pratica, bensì per poter compiere qualsiasi tipo di prova con questo interessantissimo strumento.

Vi diremo quindi come si collega il tracciacurve all'oscilloscopio, come si deve procedere per la calibratura degli assi, come vanno inseriti i terminali di un transistor per esaminarne le caratteristiche, come si interpretano le varie curve che si presentano sullo schermo, come si può risalire ad una misura approssimata del « beta », come si misura la tensione di rottura di una giunzione, come si individuano i terminali E-B-C di un transistor sconosciuto, come si può scoprire se esso è un PNP o un NPN, se è al germanio o al silicio. Tutto questo vi verrà spiegato suddividendo l'argomento in vari sottotitoli, in modo che quando vi ritroverete a dover effettuare una misura di tensione di rottura oppure una misura del beta, non dobbiate rileggervi tutto l'articolo per scoprire

In questo articolo vi spieghiamo come far apparire e come interpretare i vari diagrammi sullo schermo di un oscilloscopio quando si esamina, col nostro tracciacurve, un transistor per controllarne le sue caratteristiche essenziali.

COME USARE il TRACCIACURVE

come vi dovete comportare, bensì possiate rintracciare all'istante le notizie che vi interessano.

CALIBRAZIONE DEGLI ASSI

La prima operazione che si deve compiere per utilizzare il tracciacurve è ovviamente quella di collegarlo ad un oscilloscopio, perché da solo non è in grado di fornirci alcuna indicazione utile sui componenti che di volta in volta vorremo esaminare.

Per effettuare questo collegamento, utilizzeremo naturalmente due cavetti schermati, il primo dei quali lo applicheremo tra la boccola d'uscita *vert.* (posta in basso a sinistra sulla mascherina del tracciacurve che per comodità di spiegazione abbiamo riprodotto in fig. 1, completa dei vari interruttori, commutatori e boccole d'ingresso e d'uscita) e l'ingresso *verticale* dell'oscilloscopio (posto generalmente sulla mascherina frontale di quest'ultimo), mentre il secondo andrà applicato da una parte alla boccola d'uscita *orizz.* (posta accanto a quella precedente) del tracciacurve e dall'altra all'ingresso *orizzontale* dell'oscilloscopio, come vedesi in fig. 2.

Da notare che quest'ultimo ingresso, in taluni oscilloscopi, è posto sul retro dell'apparecchio, quindi se non lo trovate sulla mascherina frontale, non dovrete far altro che andare a cercarlo sul di dietro.

Effettuati questi collegamenti, è necessario procedere alla *calibrazione degli assi* che andrà eseguita come segue:

— Ruotare la manopola dello *sweep-time* (base dei tempi) dell'oscilloscopio sulla posizione *ext* (esterno).

— Ruotare la manopola dell'*amplificazione verticale* dell'oscilloscopio sulla posizione *0,1 volt x cm.*

— Senza collegare alcun transistor alle boccole di prova del tracciacurve fornire tensione a quest'ultimo.

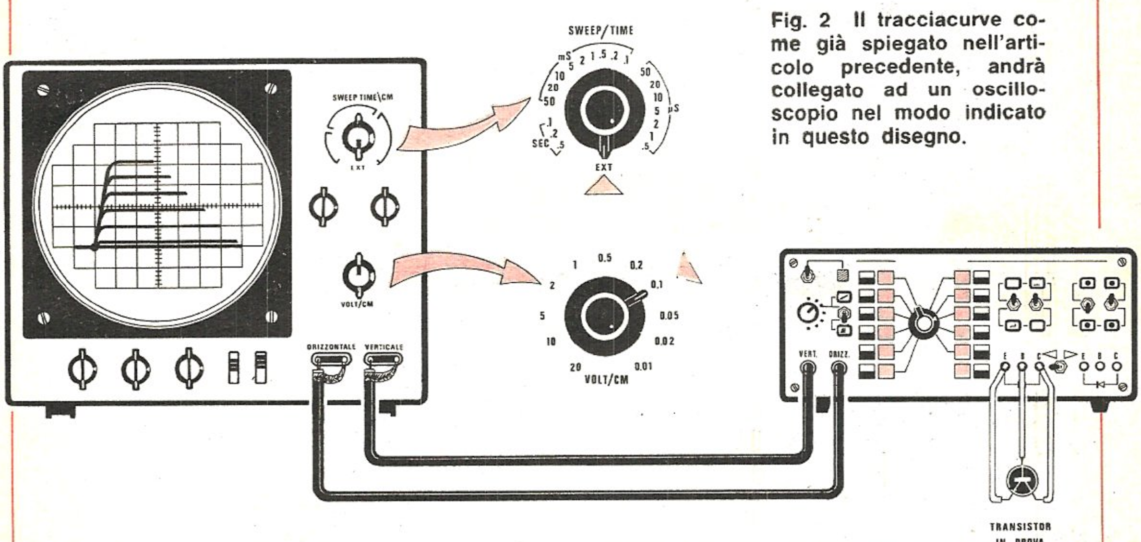
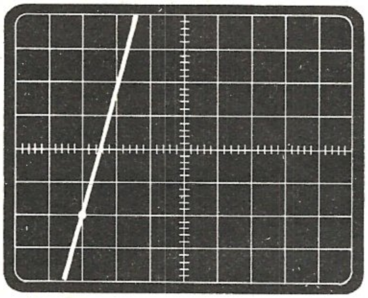


Fig. 2 Il tracciacurve come già spiegato nell'articolo precedente, andrà collegato ad un oscilloscopio nel modo indicato in questo disegno.



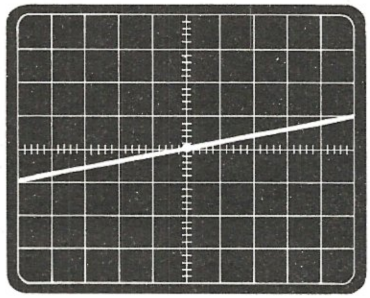


Fig. 3 Predisponendo il tracciacurve per la « calibrazione », sull'oscilloscopio vi apparirà una traccia a linea retta che potrà assumere inclinazioni diverse, vedi fig. 3 e fig. 4. Agendo sui comandi dell'oscilloscopio cercate di portare questa traccia al centro dello schermo.

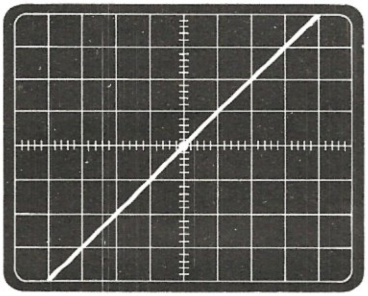
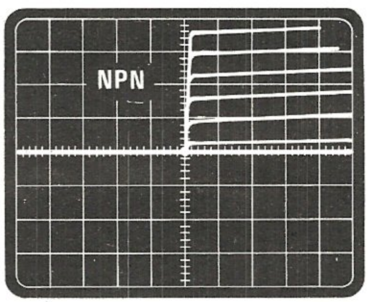
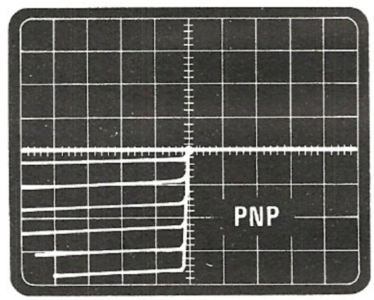
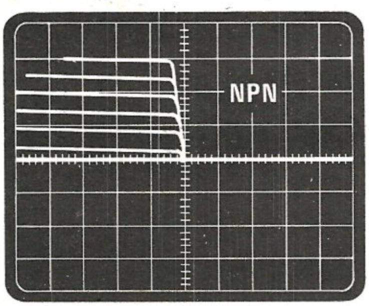


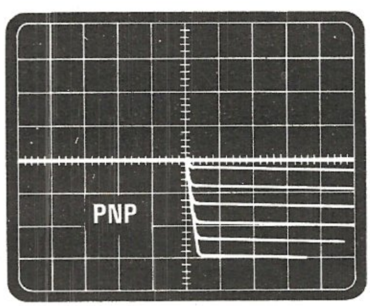
Fig. 5 Posizionata la traccia al centro, ruotate ora il potenziometro « calibrazione » del tracciacurve finché essa non risulterà esattamente a 45° gradi. Notare come la traccia passi esattamente sulla diagonale di ogni quadretto.

Figg. 6-7 Dopo aver calibrato lo strumento, spostando l'interruttore da « calibr » in « tracciacurve » sullo schermo vi apparirà la traccia di fig. 6 per i transistor NPN e quella di fig. 7 per i transistor PNP.









Figg. 8-9 Su taluni oscilloscopi le traccie, anziché presentarsi come indicato nelle figg. 6-7, possono risultare rovesciate (come se fossero viste allo specchio): comunque per i transistor NPN saranno sempre poste sopra la metà dello schermo e per gli NPN sotto.

— Spostare il deviatore a levetta *tracc.-calibr.* in posizione *calibr.* (calibrazione).
— Spostare il deviatore *low power-high power* in posizione *low* (bassa potenza).

Così facendo, sullo schermo dell'oscilloscopio comparirà una linea retta inclinata, con un punto più luminoso al centro (vedi fig. 3): questo *punto* sarà l'*origine delle coordinate* del nostro diagramma, cioè il *punto a tensione e corrente 0*.

Esso inoltre divide la retta in due sezioni di cui quella che sale *verso l'alto* corrisponde alle tensioni *positive*, quindi serve per ottenere le curve caratteristiche di un *transistor NPN*, mentre quella che scende *verso il basso* corrisponde alle tensioni *negative* e serve per controllare i *transistor PNP*.

Logicamente la traccia che si presenterà sullo schermo avrà un'inclinazione che non sarà esattamente quella richiesta per disporre di una giusta calibrazione, per cui dovremo innanzitutto agire sui comandi di *spostamento orizzontale e verticale* dell'oscilloscopio fino a far coincidere il punto luminoso col *centro* del reticolo presente sullo schermo, quindi ruotare la manopola del potenziometro di *calibrazione* (posta sulla sinistra della mascherina frontale del tracciacurve), fino a disporre questa traccia esattamente *a 45 gradi*, come vedesi in fig. 5.

Raggiunta tale condizione, potremo ritenere gli assi calibrati e precisamente avremo che:

ogni centimetro in orizzontale corrisponderà a **1 volt,**

ogni centimetro in verticale corrisponderà a **5 milliamper** quando il deviatore *low-high*, si trova sulla posizione *low*, oppure a **50 milliamper,** quando tale deviatore è spostato verso *high power*.

Effettuata la calibratura degli assi, il nostro tracciacurve è pronto per compiere le sue funzioni, quindi potremo procedere ad analizzare con esso i vari transistor, diodi e semiconduttori in genere che ci passano per le mani.

1ª PROVA SU UN TRANSISTOR
(come stabilire se un transistor è un PNP o un NPN)

Come prima prova supponiamo di voler esaminare le curve caratteristiche di un transistor di cui conosciamo la disposizione dei terminali E-B-C ma non sappiamo se è un NPN o un PNP.

Mantenendo sempre la manopola dello *sweep-time* dell'oscilloscopio sulla posizione *ext* e quella dell'*amplificazione verticale* sulla posizione *0,1 volt x cm*, sposteremo i cinque deviatori a levetta presenti nella zona mediana della mascherina del tracciacurve, sulle seguenti posizioni:

— Deviatore *tracc.-calibr.* in posizione *tracc.* (tracciacurve).
— Deviatore *tracc.-v. max* in posizione *tracc.* (tracciacurve).
— Deviatore *low-high* in posizione *low*.
— Deviatore *on base-off base* in posizione *on base* (base inserita).

Dovremo inoltre ruotare il commutatore centrale sulla posizione *0,01 milliamper x gradino* in modo che inizialmente, sulla base del transistor, arrivi la minor corrente possibile.

Potremo quindi collegare le boccole E-B-C del tracciacurve (poste in basso a destra sulla mascherina) ai corrispondenti terminali del transistor in prova, selezionando con l'apposito deviatore le tre boccole che ci interessano.

Immediatamente, se il transistor è funzionante, sullo schermo dell'oscilloscopio compariranno 6 curve, più o meno distanziate fra di loro, le quali, partendo dal *punto zero*, saliranno a ventaglio in *alto verso destra* se il transistor è un *NPN* (vedi fig. 6), oppure scenderanno in *basso verso sinistra* se il transistor è un *PNP* (vedi fig. 7).

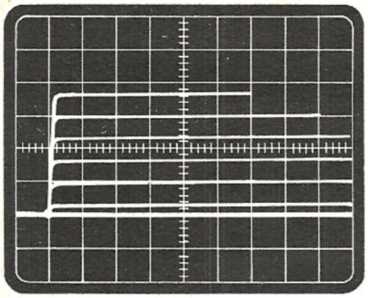
Nota importante: finora noi abbiamo sempre affermato che se un transistor è di tipo NPN le sue curve caratteristiche, partendo dal centro, debbono salire a ventaglio in alto verso destra, mentre se è un PNP, le curve scenderanno in basso verso sinistra.

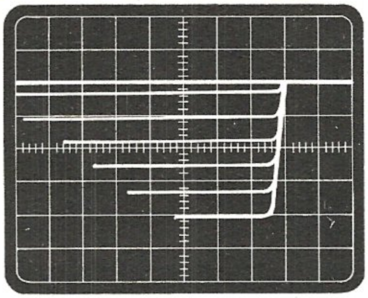
Per alcuni oscilloscopi invece può verificarsi il caso che le tracce appaiono come viste allo specchio, cioè che le curve degli NPN, anziché risultare rivolte verso destra, siano rivolte verso sinistra, mentre quelle dei PNP, che dovrebbero essere rivolte verso sinistra, lo siano invece verso destra (vedi figg. 8 e 9).

Qualunque sia la posizione di tali tracce (destra o sinistra), in ogni caso vale sempre il seguente principio e cioè:

— se le curve vanno verso l'*alto*, il transistor è un NPN,
— se le curve vanno verso il *basso* il transistor è un PNP.

Una volta che sullo schermo siano comparse le curve, la successiva operazione sarà quella di agire sui comandi di *spostamento orizzontale* e *verticale* dell'oscilloscopio per portare il *punto zero* nell'angolo in basso a sinistra, per i transistor NPN (vedi fig. 10), oppure nell'angolo in alto a destra, per i transistor PNP (vedi fig. 11), in modo da ottenere una completa utilizzazione dello schermo dell'oscilloscopio.

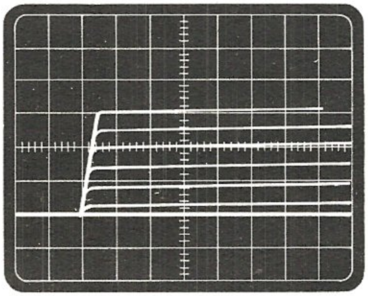


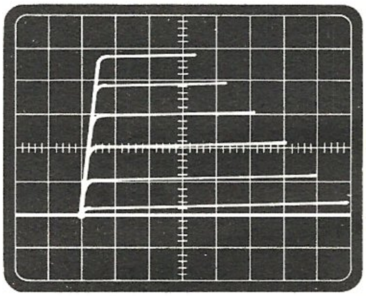


Figg. 10-11 Ottenute le curve indicate nelle figg. 6-7, dovremo ora agire sulle manopole « spostamento traccia » dell'oscilloscopio in modo da far rientrare tutte le curve sullo schermo ottenendo quindi una totale visione delle stesse.

Fig. 12 Se le curve apparissero troppo ravvicinate dovremo aumentare la corrente di « base ».

Fig. 13 Aumentando questa corrente, noterete come le curve si distanziano maggiormente tra di loro. È ovvio che maggiore è la corrente applicata in base, minore risulterà il « beta » del transistor.





Se le curve apparissero talmente ravvicinate da confondersi l'una con l'altra, dovrete agire sul commutatore centrale a 11 posizioni, ruotandolo gradatamente in senso orario (cioè aumentando per gradi la corrente da mandare in base al transistor, dai 0,01 milliamper iniziali, a 0,02 mA o a 0,05 mA oppure a 0,08) finché non riuscirete ad ottenere sullo schermo 6 curve sufficientemente distanziate, vedi fig. 12-13.

Queste *6 curve* rappresentano le *caratteristiche di collettore* del transistor in esame, cioè ci dicono come varia la corrente di collettore del transistor al variare della tensione collettore-emettitore (per una determinata corrente di base).

Ogni curva, come abbiamo detto, corrisponde ad una diversa corrente di base per risalire alla quale basterà semplicemente leggere sulla mascherina del tracciacurve il numero bianco su sfondo rosso corrispondente alla posizione assunta dal commutatore rotativo centrale.

Se tale numero è ad esempio 0,05 noi sapremo che la curva più vicina all'asse orizzontale corrisponde ad una corrente di base di 0,05 milliamper, quella che le sta subito sopra (oppure quella che le sta subito sotto se il transistor è un PNP) a 0,10 mA, la terza a 0,15 mA, la quarta a 0,20 mA, la quinta a 0,25 mA e la sesta a 0,30 mA, cioè fra una curva e l'altra vi è una differenza di corrente di base pari al numero che troverete scritto sulla mascherina (vedi fig. 14). Per risalire invece al valore della *corrente di collettore* e della *tensione collettore-emettitore* corrispondente ad un qualsiasi punto di queste curve, basterà ricordarsi di quanto detto nel paragrafo « Calibrazione », cioè che ogni quadretto orizzontale dello schermo corrisponde a 1 volt, mentre ogni quadretto verticale corrisponde a 5 milliamper se il deviatore *low-high* è in posizione *low*, oppure a 50 milliamper se esso si trova nella posizione *high*. Nel nostro caso, essendo tale deviatore in posizione *low*, avremo quindi che ogni quadretto verticale corrisponde a 5 milliamper.

Riferendoci allora alle curve caratteristiche di fig. 15 noteremo che sulla curva corrispondente ad una corrente di base di 0,25 mA cui, applicando praticamente quanto appena detto, concluderemo che esso corrisponde ad una corrente di collettore di 5 x 3 = 15 mA. Questo significa che fornendo in base al transistor una corrente di 0,25 mA, con una tensione collettore-emettitore di 4 volt, esso sarà attraversato da una corrente di collettore di 15 mA.

Se le curve del transistor tendessero ad *uscire* lateralmente dallo schermo in modo da impedirne

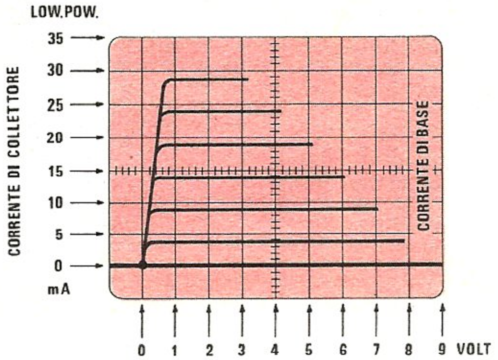


Fig. 14 Ottenute le 6 traccie, come spiegato nell'articolo, ogni quadretto in verticale corrisponderà ad una corrente di collettore di 5 mA (per i transistor di bassa potenza) e di 50 mA per i transistor di potenza, mentre ogni quadretto in orizzontale ad una tensione collettore-emettitore di 1 volt. Ognuna delle 6 tracce si riferirà poi ad una diversa corrente di base il cui valore ci verrà indicato dall'indice del commutatore centrale.

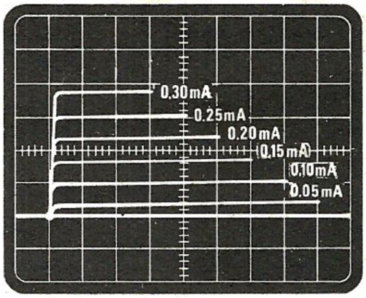


Fig. 15 In questo esempio, risultando il commutatore centrale ruotato sulla posizione 0,05 mA, le 6 tracce si riferiranno rispettivamente ad una corrente di base di 0,05 - 0,10 - 0,15 - 0,20 - 0,25 - 0,30 mA e da questa potremo facilmente risalire alla corrente di collettore corrispondente. Ad esempio la traccia 0,10 mA di base corrisponde (in questa figura) a 5 mA di collettore (per i transistor di bassa potenza e 50 mA per quelli di potenza), la traccia da 0,25 mA di base corrisponde invece a 15 mA di collettore.

la completa visualizzazione, potremo ridurre la scala di misure orizzontale agendo sul potenziometro di *calibrazione* del tracciacurve.

Per far questo bisognerà innanzitutto fissare l'attenzione su una qualsiasi delle curve che sia completamente contenuta entro lo schermo (ad esempio la curva più esterna del diagramma) e misurarne l'ampiezza orizzontale.

Supponendo che questa ampiezza risulti di 6 quadretti (cioè di 6 volt), (vedi fig. 16) se noi dimezziamo la traccia agendo sul potenziometro, cioè la facciamo stare tutta in tre quadretti, è ovvio che ogni quadretto ora corrisponderà ad una tensione di 2 volt (2 x 3 = 6 volt), (vedi fig. 17) mentre se restringiamo ancora tale traccia fino a confinarla entro 2 soli quadretti, ogni centimetro dell'asse orizzontale corrisponderà logicamente a 3 volt (vedi fig. 18). In tal modo riusciremo certamente ad avere una visione completa delle curve: bisognerà però ricordarsi, nei calcoli che si eseguiranno su di esse, dei nuovi valori di tensione che corrispondono ad ogni quadretto orizzontale e nello stesso tempo bisognerà ricordarsi, terminate le prove su questo transistor, di effettuare nuovamente la calibrazione degli assi come indicato nell'apposito paragrafo.

A questo punto potremmo anche concludere l'articolo poiché in effetti abbiamo già detto tutto quanto vi potrebbe essere utile e cioè:

1) Ogni quadretto di traccia orizzontale presente sullo schermo corrisponde a 1 volt e solo in caso di necessità lo possiamo spostare a 2 o 3 volt.

2) Ogni quadretto verticale corrisponde a 5 mA quando il deviatore *low-high* è in posizione *low* oppure a 50 mA quando è in posizione *high*.

3) Ogni traccia delle 6 che compaiono sullo schermo partendo dal *punto zero* corrisponde ad una diversa *corrente di base* per risalire alla quale basta moltiplicare il valore indicato dalla manopola del commutatore rotativo per il numero della traccia, cioè se tale manopola indica ad esempio 0,02 mA,

— la 1ª traccia corrisponderà ad una corrente di 0,02 x 1 = 0,02 mA

— la 2ª traccia corrisponderà ad una corrente di 0,02 x 2 = 0,04 mA

— la 3ª traccia corrisponderà ad una corrente di 0,02 x 3 = 0,06 mA

— la 4ª traccia corrisponderà ad una corrente di 0,02 x 4 = 0,08 mA

— la 5ª traccia corrisponderà ad una corrente di 0,02 x 5 = 0,10 mA

— la 6ª traccia corrisponderà ad una corrente di 0,02 x 6 = 0,12 mA

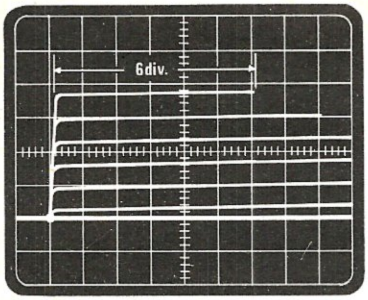


Fig. 16 Abbiamo accennato che ogni quadretto orizzontale corrisponde ad una tensione di collettore di 1 volt. Se però in qualche caso le tracce inferiori non rientrano nello schermo, potremo procedere come indicato in figg. 17 e 18.

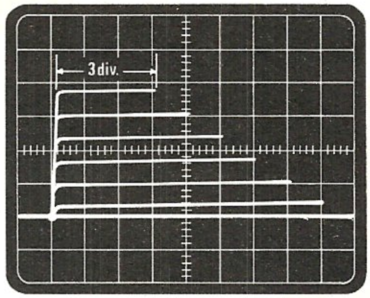


Fig. 17 Vista la figura precedente e controllati quanti quadretti copre l'ultima traccia superiore, potremo ridurre questa traccia a metà lunghezza agendo sul comando amplif. orizzontale dell'oscilloscopio o sul potenziometro « calibrazione » del tracciacurve.

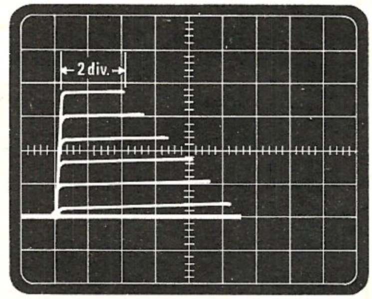


Fig. 18 È intuitivo che se ridurremo l'ultima traccia a metà lunghezza (vedi fig. 17) ogni quadretto orizzontale corrisponderà a 2 volt, mentre se la ridurremo di 1/3 rispetto alla fig. 16, è ovvio che ogni quadretto orizzontale corrisponderà a 3 volt.

Così facendo riterremmo comunque di lasciare per qualcuno ancora molti punti oscuri, quindi cercheremo di perfezionare nel migliore dei modi questa nostra spiegazione, affrontando via via tutta la problematica che si può ancora presentare.

PROVE SUI TRANSISTOR DI POTENZA

Negli esempi precedenti abbiamo implicitamente supposto che il transistor in esame fosse un transistor di bassa potenza, cioè un transistor progettato per lavorare con correnti di collettore (e quindi di base) piuttosto basse, come ad esempio il BC107-BC109-BCY59-BC177 o altri similari.

Vi sono invece dei transistor, normalmente detti « *di potenza* » e facilmente riconoscibili anche dal loro involucro esterno in quanto sono generalmente predisposti per poter essere applicati ad un'aletta di raffreddamento, i quali vengono progettati per funzionare con correnti di collettore piuttosto elevate. Volendo analizzare uno di questi transistor bisognerà farlo lavorare con correnti che siano all'incirca uguali a quelle di funzionamento normale.

Per far questo basterà commutare il deviatore *low power-high power* in posizione *high*, in modo da diminuire la resistenza applicata (internamente al tracciacurve) fra l'emettitore del transistor in prova e la massa, permettendo quindi il raggiungimento di valori più alti di corrente di collettore. Ricordiamo però che così facendo ogni quadretto verticale verrà a corrispondere a 50 milliamper, contro i 5 milliamper che si avevano in precedenza.

Riferendoci, ad esempio, ancora una volta alle curve caratteristiche di fig. 15 e supponendo che esse siano state ottenute con un transistor di potenza (cioè con il deviatore *low-high* in posizione *high)*, prendendo come riferimento una corrente di base di 0,25 mA. Questa volta la corrente di collettore è espressa da 3 x 50 = 150 mA.

MISURA DEL BETA

Finora ci siamo preoccupati soprattutto di spiegarvi come ottenere le curve caratteristiche di un transistor mediante il tracciacurve, mentre non abbiamo ancora accennato quale utilità pratica esse possono fornire.

Inizieremo quindi con questo paragrafo ad elencarvi una per una le utilizzazioni di questi diagrammi in modo da fornirvi la possibilità di impiegare lo strumento non solo per far apparire le curve più strane sullo schermo di un oscilloscopio, ma anche e soprattutto per trarre da queste curve tutte le indicazioni utili in fase di progetto di un nuovo circuito oppure in fase di verifica e collaudo di un circuito già esistente.

A questo proposito noteremo che, dopo aver stabilito se il transistor in esame è un NPN o un PNP, la cosa che può interessare maggiormente il lettore è determinarne il « guadagno ».

Infatti chiunque ha avuto occasione di effettuare delle sostituzioni di transistor su un qualsiasi apparato, si sarà facilmente accorto che non tutti i transistor, anche se contraddistinti dalla stessa sigla, offrono una identica resa, cioè non è possibile affermare che tutti i transistor di tipo 2N3055 hanno un « beta » di 60, bensì noi ne potremo trovare delle partite con un beta di 100 ed altri invece che raggiungono a fatica un beta di 20 o 30.

Il beta, diversamente indicato anche con il sim-

bolo h.FE, è in effetti il *guadagno statico* di corrente del transistor (da non confondere con il *guadagno dinamico* che invece viene indicato con « h.fe »), cioè fornisce la variazione della corrente di collettore in funzione della corrente di polarizzazione di base.

Per questo, poter stabilire a priori il beta di un qualsiasi transistor, significa spesso evitare spiacevoli sorprese in quanto sostituire ad esempio un transistor con un beta di 20 laddove ne esisteva uno con un beta di 80, significa sempre abbassare il rendimento dell'apparato, se non addirittura bloccarne il funzionamento.

La prima operazione da compiere per rilevare questo « dato » col nostro tracciacurve, dopo aver eseguito le operazioni precedentemente indicate (vedi fig. 4 e fig. 5) ed aver quindi ottenuto sullo schermo le sei tracce, (vedi fig. 10 e 11) è quella di ruotare il commutatore centrale fino a far sì che la *3ª traccia* risulti distanziata dalla 2ª e dalla 4ª all'incirca *di 1 cm* (fig. 19). Come avrete notato, in corrispondenza ad ogni posizione che può essere assunta da questo commutatore, sulla mascherina, oltre ad essere riportata nel rettangolo rosso la corrente di base, è pure presente un altro rettangolo suddiviso questa volta in due settori, uno con sfondo bianco e lettere nere ed uno con sfondo nero e lettere bianche (vedi fig. 1).

L'indicazione riportata sul rettangolo *bianco* fornisce il beta per i transistor di bassa potenza (Low Power), mentre l'indicazione riportata sul rettangolo *nero* serve per i transistor di potenza (High Power).

Supponendo quindi che con il transistor in prova, per ottenere quel centimetro di distanza fra la 3ª traccia e le due adiacenti (vedi fig. 19), si sia dovuto ruotare la manopola del commutatore centrale sulla posizione « 0,1 mA », e che il deviatore *Low Power - High Power* si trovi in posizione *Low*, potremo affermare che il transistor ha un guadagno statico di corrente di 50, mentre se lo stesso deviatore fosse rivolto verso *High Power*, il transistor avrebbe un beta di 500.

Questa misura è comunque solo una misura approssimativa in quanto, anche per uno stesso transistor, il beta non è mai costante ma varia a seconda del punto di lavoro prescelto.

Se quindi avessimo necessità di conoscere esattamente il guadagno del transistor per una determinata corrente di collettore, dovremo comportarci in una maniera più rigorosa e precisamente dovremo innanzitutto ruotare il commutatore centrale non più fino a quando la 3ª traccia dista dalle due adiacenti di circa 1 cm., bensì fino a quando tutte le 6 tracce saranno contenute entro lo schermo e sufficientemente distanziate fra di loro come vedesi in fig. 15.

Ammesso che per ottenere questo si debba ruotare la manopola di tale commutatore su una « corrente di base » di 0,05 mA per traccia, avremo immediatamente a disposizione le seguenti indicazioni:

Corrente di base del transistor = che corrisponde a 0,05 milliamper moltiplicato per il numero d'ordine della traccia.

Corrente di collettore = che corrisponde a 5 *mA* per ogni cm. in verticale se il deviatore *Low-High* è in posizione *Low*, oppure a *50 mA* per cm. se tale deviatore è in posizione *High*.

In possesso di questi dati potremo quindi risalire immediatamente al beta del transistor applicando la seguente formula:

h.FE (beta) = corrente di collettore: corrente di base

Scegliendo sempre la 3ª traccia, noteremo, come vedesi in fig. 15, che essa corrisponde ad una:

Corrente di base = 0,05 x 3 = 0,15 mA
Corrente di collettore = 1,8 x 5 = 9 mA

quindi il beta del transistor in queste condizioni di funzionamento sarà espresso da:

h.FE = 10 : 0,15 = 60

Concludendo, col nostro tracciacurve potremo rilevare approssimativamente il beta di un transistor leggendo l'indicazione riportata sul pannello quando la 3ª traccia dista dalle due adiacenti di 1 cm., oppure effettuare una misura più precisa di questo parametro dividendo la *corrente di collettore* per la *corrente di base*.

CONFRONTO DEL BETA DI DUE TRANSISTOR

Quando si realizzano stadi differenziali, circuiti in push-pull o sigle-ended è sempre necessario scegliere due transistor aventi un identico beta e questa operazione è generalmente piuttosto laboriosa.

Col nostro tracciacurve invece noi la potremo effettuare in modo semplice e veloce sfruttando le due entrate E-B-C poste in basso a destra sul pannello frontale.

In particolare utilizzeremo una di queste entrate per inserirvi il transistor « campione », mentre sull'altra inseriremo via via i transistor che vogliamo selezionare per rintracciare quello avente un identico « beta ».

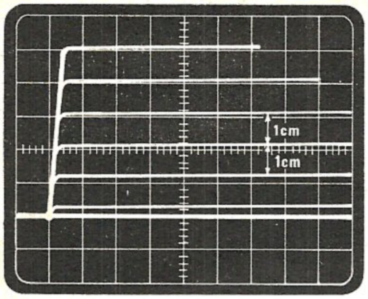
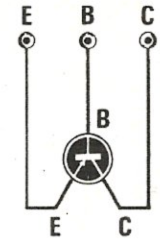


Fig. 19 Se ruoteremo la manopola della « corrente di base » del tracciacurve in modo che la 3ª traccia risulti distanziata dalla seconda e dalla quarta di 1 cm (1 quadretto), potremo leggere direttamente sul tracciacurve il « beta » del transistor in esame.



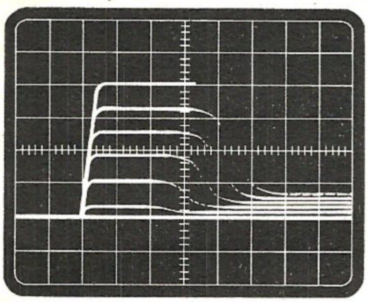
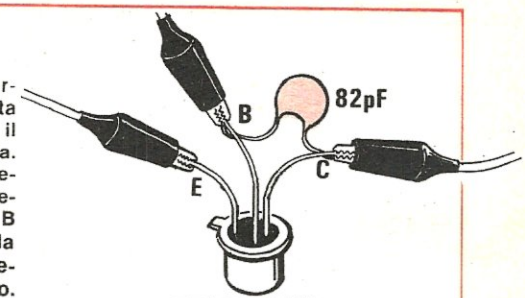


Fig. 20 Se sullo schermo appare questa traccia, significa che il transistor autooscilla. Potremo eliminare questo inconveniente inserendo fra i terminali B e C un condensatore da 82-120 pF, come vedesi nel disegno a fianco.



Spostando il deviatore posto al centro di queste prese ora verso destra, ora verso sinistra, confronteremo poi le curve del transistor campione con quelle di tutti gli altri transistor e fra questi sceglieremo quello le cui curve si avvicinano di più, come ampiezza, a quelle del campione.

In altre parole, ammettendo che la 6ª traccia delle curve del transistor campione raggiunga la quinta divisione verticale dello schermo (vedi fig. 13), mentre la 6ª traccia del transistor da confrontare raggiunga solo la terza divisione (vedi fig. 12), è ovvio che il beta di questo secondo transistor è notevolmente inferiore a quello del primo, quindi bisognerà cercarne uno che abbia un guadagno un po' più elevato.

Nota: A qualche lettore potrebbe succedere che, analizzando i transistor a più alto guadagno, in molti casi le curve sull'oscilloscopio non appaiono ben distinte e regolari come abbiamo sempre indicato nelle nostre figure, bensì che esse assumano forme strane del tipo, ad esempio, di quelle visibili in fig. 20.

Se vi succedesse un simile inconveniente non dovrete preoccuparvi in quanto esso è certamente causato dai **fili troppo lunghi** utilizzati per collegare alle boccole E-B-C del pannello i relativi terminali del transistor in prova. Tali fili infatti debbono risultare molto corti e non debbono assolutamente attorcigliarsi fra di loro altrimenti il transistor, considerata la sua alta amplificazione, può autooscillare.

Se poi, anche accorciando i fili l'inconveniente non dovesse scomparire, dovrete collegare provvisoriamente fra i terminali base-collettore del transistor in prova (come vedesi in fig. 20) un piccolo condensatore da 82 o da 120 pF il quale farà certamente cessare le autooscillazioni senza modificare sostanzialmente le curve.

TENSIONE DI ROTTURA o VCEO

Un'altra caratteristica molto importante da rilevare su un transistor è la tensione di rottura, cioè la tensione massima che può essere applicata tra emettitore e collettore, superando la quale il transistor si distruggerà. Questo valore è naturalmente importantissimo in quanto spesso si ritrovano in commercio dei transistor che, secondo i dati tecnici forniti dalle Case, dovrebbero poter sopportare tensioni massime, ad esempio, di 60 volt ma che in pratica, facendoli lavorare con tensioni di alimentazione di soli 30 volt, dopo pochi minuti si distruggono.

Perciò, nel caso si debba realizzare uno schema di amplificatore in cui il transistor viene fatto lavorare con tensioni quasi al limite delle sue caratteristiche, è assolutamente indispensabile controllare preventivamente se esso sarà in grado di sopportare tali tensioni, onde evitare di doverlo sostituire ogni dieci minuti.

L'operazione da compiere per rilevare, col no-

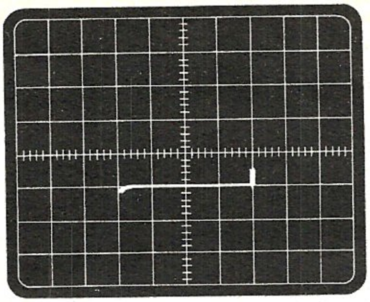


Fig. 21 Ponendo il tracciacurve in posizione « volt massimi », sullo schermo apparirà questa traccia dalla quale potremo risalire alla tensione massima di rottura. Nell'esempio il transistor non sopporta più di 80 volt di collettore.

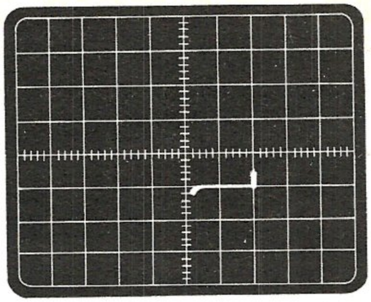


Fig. 22 Se la traccia risulta troppo corta, come vedesi in questa foto, si potrà commutare l'apposito deviatore dalla posizione 20 volt X divisione, sulla portata 5 volt X divisione ottenendo quindi una traccia amplificata di 4 volte come vedesi in fig. 23.

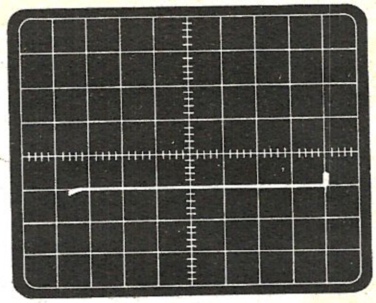


Fig. 23 In questo esempio, risultando la tensione massima di 5 volt per quadretto (anziché 20 come in fig. 21), ne dedurremo che il transistor in esame non può sopportare una tensione di collettore superiore a 37,5 volt (5 volt X 7,5 quadretti = 37,5).

stro tracciacurve, la tensione massima sopportabile dal semiconduttore in esame, è la seguente:

1) Effettuare la calibrazione dello strumento come indicato nel paragrafo « Calibrazione » e solo dopo aver ottenuto l'esatta inclinazione della traccia, spostare il deviatore *tracc.-calibr.* in posizione *tracciacurve*. Tale operazione è sempre bene ripeterla all'inizio di ogni prova onde evitare che, avendo toccato involontariamente la manopola del potenziometro di calibrazione, si sia modificata la scala di misure sullo schermo.
2) Inserire il transistor sulle apposite boccole, rispettando le connessioni E-B-C.
3) Spostare il deviatore *tracc.-v. max* in posizione *volt max.*
4) Spostare il deviatore *x-divis.* sulla posizione *« 20 volt »*.
5) Spostare il deviatore *Low Power-High Power* in posizione *Low Power* se il transistor in esame è un transistor di media o bassa potenza, oppure *High Power* se il transistor è un transistor di potenza.
6) Spostare il deviatore *on base-off base* in posizione *off base* (base aperta).

Immediatamente vedremo apparire sullo schermo dell'oscilloscopio una curva simile a quella di figg. 21-22-23, cioè una linea retta con breve tratto verticale ad un estremo.

Misurando la lunghezza in centimetri di questa retta, noi potremo conoscere esattamente la VCEO del transistor (cioè la massima tensione applicabile fra collettore ed emettitore con base aperta) in quanto, ammesso per esempio che tale traccia, come vedesi in fig. 21, risulti lunga 4 quadretti, essendo il deviatore *x-divisione* spostato sulla posizione *20 volt*, sarà sufficiente moltiplicare 4 per 20 per ottenere il valore di tensione cercato.

In altre parole, poiché ad ogni quadretto orizzontale corrispondono in questo caso 20 volt, la tensione di rottura VCEO del nostro transistor sarà espressa da: 4 x 20 = 80 volt.

Se poi la traccia risultasse tanto corta da rendere difficoltosa la misura esatta della sua lunghezza, come vedesi in fig. 22, potremo conoscere con maggior precisione la tensione massima di lavoro spostando il deviatore *x-divisione* sulla portata

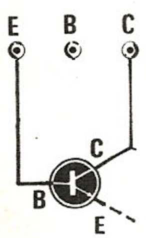
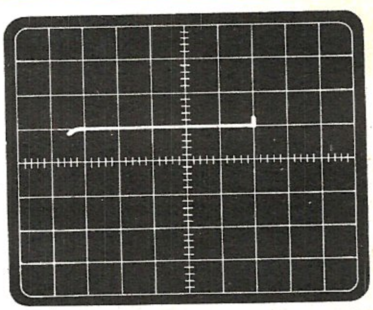


Fig. 24 Per misurare la massima tensione inversa base-collettore inseriremo il transistor sul tracciacurve come indicato in figura. Sullo schermo apparirà questa traccia dalla quale potremo stabilire che il transistor ha una VCBO di 110 volt (il tracciacurve è in posizione 20 volt X divisione).



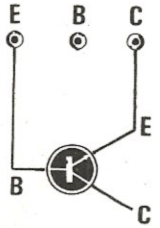
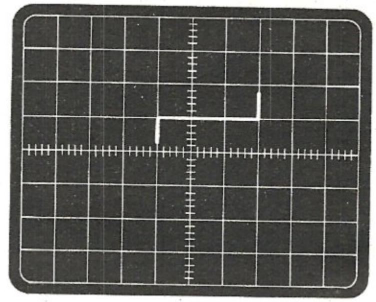


Fig. 25 Per misurare la massima tensione tollerabile tra base-emettitore collegheremo il transistor come vedesi in figura. Porremo il deviatore sulla posizione « 5 volt X divis. » e dalla traccia che apparirà risaliremo alla massima tensione di base, che nell'esempio riportato corrisponde a 15 volt (5 volt X 3 quadretti = 15).



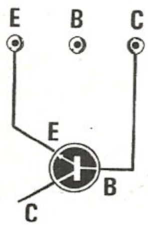
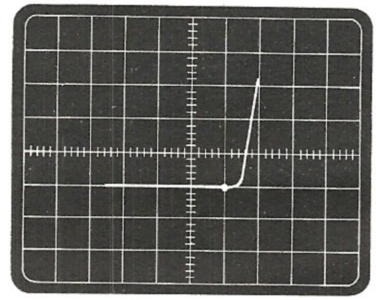
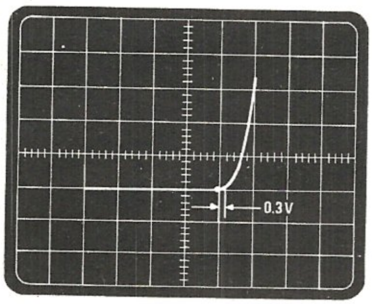


Fig. 26 Per conoscere la caduta di tensione introdotta da un transistor o per rilevare se questo è un « germanio » o un « silicio » dovremo collegarlo al tracciacurve come indicato in disegno. Sullo schermo apparirà questa traccia la quale ci rivelerà tutti quei dati che a noi interessano. Il punto luminoso posto quasi all'estremità dell'onda in salita, servirà come riferimento.





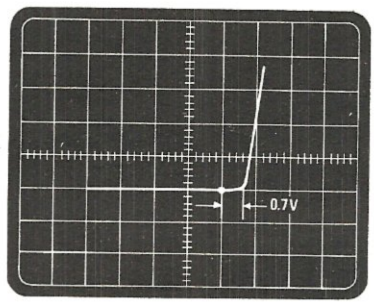


Fig. 27 Se il transistor in esame è un « germanio » vedremo la curva salire quasi in prossimità del punto luminoso di riferimento.

Fig. 28 Se il transistor è invece al « silicio » la traccia salirà alla distanza di circa 1 quadretto dal punto luminoso. Sapendo che un quadretto corrisponde a 1 volt, la caduta di tensione sarà inferiore a 1 volt.

« *5 volt* », cioè facendo corrispondere ad ogni quadretto 5 volt anziché 20 volt come avveniva in precedenza.

Così facendo la lunghezza della traccia aumenterà esattamente di 4 volte (vedi fig. 23) permettendoci di misurarla con più precisione.

Nel nostro esempio, risultando la traccia di 7,5 quadretti, la tensione massima di lavoro sopportabile dal transistor sarà quindi espressa da:

5 x 7,5 = 37,5 volt

Nota importante: al contrario di quanto si potrebbe supporre, effettuando misure di tensione di rottura col nostro tracciacurve non si corre assolutamente il rischio di distruggere il transistor, in quanto una resistenza appositamente inserita provvede a limitare la corrente in modo che non possa arrecare alcun danno alla giunzione.

I valori di breakdown che otterrete sono i valori massimi di tensione sopportabili dalle giunzioni del transistor, cioè quei valori che non debbono mai essere superati se non si vuole bruciare il semiconduttore ed anzi, per maggior sicurezza, è sempre consigliabile alimentare il transistor stesso con tensioni inferiori di un 20% circa a questi limiti per non correre il rischio che una momentanea sovratensione lo metta fuori uso.

MISURA DELLA VCES

Oltre alla misura della VCEO, col nostro tracciacurve è possibile effettuare anche la misura della VCES, cioè la massima tensione sopportabile dal transistor fra collettore ed emettitore, quando la base è **cortocircuitata** all'emettitore. Per far questo sarà sufficiente eseguire tutte le operazioni descritte al paragrafo precedente, con

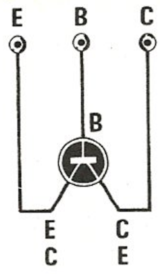


Fig. 29 Per individuare i tre terminali E-B-C di un transistor « sconosciuto », posto il tracciacurve in posizione « tracciacurve », applicheremo nelle varie combinazioni i tre terminali alle boccole E-B-C fino a quando non apparirà sullo schermo una traccia simile a quella di figg. 10-11. Così facendo avremo solo individuato il terminale di BASE e non gli altri due.

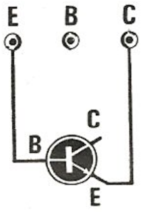
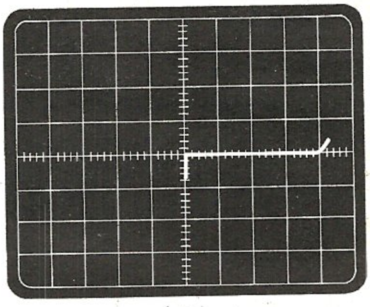


Fig. 30 Collegando la « base » sulla boccola E e uno dei due terminali sconosciuti sulla boccola C e ponendo il tracciacurve in posizione « volt massimi », se apparirà questa traccia significa che il terminale applicato alla boccola C è il collettore, quindi l'altro ovviamente sarà l'emettitore.



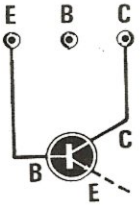
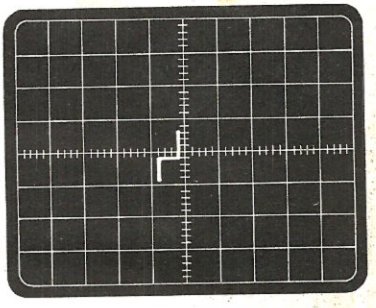


Fig. 31 Se alla boccola C anziché il terminale « collettore » avessimo collegato l'« emettitore » sullo schermo dell'oscilloscopio sarebbe apparsa questa traccia, cortissima rispetto alla precedente e quindi ben distinguibile da essa (vedi fig. 30).



la sola differenza di spostare il deviatore *on base-off base* sulla posizione *on base*, cioè « base collegata ». In tal caso la curva che si presenterà risulterà generalmente più lunga di quella precedente, ma il meccanismo per risalire al valore di tensione cercato rimane il medesimo.

Ancora una volta infatti basterà moltiplicare la lunghezza della linea così ottenuta per il numero su cui è spostato il deviatore *x-divisione*, (cioè *x 20* oppure *x 5*) per calcolare immediatamente il valore desiderato.

MISURA DELLA VCBO

Un'altra misura molto importante che si può effettuare col tracciacurve è la misura della VCBO, cioè della massima tensione inversa sopportabile dalla giunzione base-collettore del transistor quando l'emettitore è scollegato. Per far questo dovremo collegare il collettore del transistor alla boccola C e la base alla boccola E lasciando libero l'emettitore (vedi fig. 24). Immediatamente sullo schermo comparirà una linea retta di forma pressoché identica a quella che si ottiene nella misura della VCES.

Moltiplicando la lunghezza di questa retta *x 20* oppure *x 5* a seconda della posizione assunta dal deviatore *x-divisione*, otterremo il valore di tensione cercato.

Riferendoci ad esempio alla curva di fig. 24, e supponendo che il deviatore sia spostato sulla posizione *20 volt*, otterremo:

VCBO = 5,5 x 20 = 110 volt

MISURA DELLA VEBO

Oltre alla misura della VCBO e della VCEO, col nostro tracciacurve si possono effettuare anche altre misure di tensione di rottura.

Supponendo infatti che ci interessi conoscere la massima tensione inversa che può sopportare la giunzione base-emettitore, non dovremo far altro che collegare fra le due boccole d'ingresso E-C dello strumento i terminali base-emettitore del transistor in esame (vedi fig. 25), senza preoccuparci se inseriremo la base sulla boccola C o sulla boccola E, in quanto il tracciacurve è in grado di indicarci tale caratteristica in entrambi i casi indifferentemente.

Il terminale di collettore andrà invece lasciato scollegato.

Bisognerà inoltre spostare il deviatore *X divisione* sulla posizione *5 volt* (si utilizzerà la posizione *20 volt* solo nell'eventualità in cui la traccia ottenuta fuoriesca lateralmente dallo schermo) e immediatamente si vedrà apparire una traccia che si differenzia dalle precedenti solo per il fatto di risultare piuttosto corta e di presentare due tratti verticali piuttosto pronunciati alle sue estremità (vedi fig. 25).

Ammettendo che questa traccia risulti lunga 3 quadretti, potremo quindi affermare che la tensione massima inversa sopportabile dalla giunzione base-emettitore del transistor è espressa da:

3 x 5 = 15 volt

Come noterete questo valore di tensione è in generale notevolmente inferiore a quello sopportabile dalla giunzione base-collettore.

LA CADUTA DI TENSIONE

Un altro dato che potrebbe rivelarsi utile conoscere è la caduta di tensione introdotta dalla giunzione base-emettitore in quanto, costruendo un alimentatore e stabilizzando la base del transistor con uno zener ad esempio da 5,1 volt, la tensione che si preleva in uscita dall'emettitore non è esattamente di 5,1 volt come molti potrebbero supporre, bensì risulta sempre leggermente inferiore a causa della caduta introdotta dal transistor stesso.

Per conoscere quindi quale caduta di tensione provocherà il transistor, sarà sufficiente collegare, come vedesi in fig. 24, il terminale di Base alla boccola C ed il terminale di Emettitore alla boccola E, lasciando scollegato il terminale di collettore.

Sposteremo poi il deviatore *Tracc.-V. Max* in posizione *Tracciacurve*, altrimenti torneremo a misurare la *Vebo* e così facendo vedremo apparire sullo schermo una delle curve riportate in fig. 26-27-28, cioè una linea retta che presenta ad una estremità un punto più luminoso dal quale si diparte una linea verticale più o meno ripida.

Controllando la distanza fra tale punto luminoso ed il punto in cui la curva inizia a salire verso l'alto (oppure a scendere verso il basso), noi otterremo appunto la caduta di tensione desiderata, in quanto tale caduta è uguale alla lunghezza in cm. di questo tratto di curva.

Le misure tipiche che si ottengono in questo modo sono 0,6-0,7 volt per i transistor al silicio (vedi fig. 28) e 0,3-0,4 volt per i transistor al germanio, (vedi fig. 27).

Nota: effettuando questo tipo di misura potrà rendersi necessario agire sulla manopola di « spostamento traccia orizzontale » dell'oscilloscopio, ruotandola verso sinistra o verso destra a seconda se il transistor in esame è un PNP o un NPN, in modo da poter centrare sullo schermo la traccia, quindi poter misurare esattamente il tratto che ci interessa.

COME SI INDIVIDUA UN TRANSISTOR AL GERMANIO DA UNO AL SILICIO

Quando si deve sostituire un transistor in un qualsiasi montaggio, a volte non è solo sufficiente stabilirne il guadagno, o se è un PNP o un NPN, ma è pure indispensabile poter individuare se tale transistor è del tipo al germanio oppure al silicio.

Con il nostro tracciacurve tale individuazione è pressoché immediata e non presenta alcuna complicazione.

Basta infatti collegare il transistor come nell'esempio precedente (vedi fig. 26) ed effettuare la stessa identica prova indicata per misurare la caduta di tensione. Tutti i transistor la cui curva tenderà a salire (o a scendere se il transistor è un PNP) il più vicino possibile al punto di riferimento (più luminoso sullo schermo), come vedesi in fig. 27, saranno transistor al *Germanio*.

Quando invece la curva inizierà a salire (o a scendere per i PNP) ad una distanza di circa 0,6-0,8 volt dal punto luminoso, come vedesi in fig. 28, il transistor sarà al *Silicio.*

SE IL TRANSISTOR È BRUCIATO OPPURE IN CORTO

Può accadere di avere a disposizione un transistor ma non sapere se questo è funzionante oppure è interrotto o in corto.

Per scoprire questo basterà collegare i 3 terminali E-B-C del semiconduttore alle corrispon-

denti boccole del tracciacurve e spostare tutti i deviatori come indicato nel paragrafo iniziale di questo articolo, cioè quando si volevano esaminare le curve caratteristiche di collettore. Se così facendo, anziché comparire le 6 curve, compare una **traccia quasi verticale**, significa che il transistor è in cortocircuito.

Se invece compare una **traccia orizzontale** che copre tutto lo schermo, significa che internamente il transistor è interrotto.

COME INDIVIDUARE I TERMINALI E-B-C DI UN TRANSISTOR SCONOSCIUTO

Un altro problema che si presenta spesso al lettore è quello di individuare con esattezza quale dei tre terminali di un qualsiasi transistor è la Base, quale l'Emettitore e quale il Collettore.

Il tracciacurve da noi presentato vi offre anche questa possibilità senza alcun pericolo di commettere errori.

In possesso quindi di un transistor di cui non si conosce la disposizione dei terminali, dovremo agire in questo senso:

1) predisporre l'interruttore *Tracc.-V. Max* in posizione *Tracc.*
2) predisporre l'interruttore *On Base-Off Base* in posizione *On Base*
3) spostare il deviatore *Low Power-High Power* in posizione *Low*
4) ruotare il commutatore centrale sulla posizione *0,01 mA*

Potrete quindi collegare le boccole E-B-C del tracciacurve ai terminali del transistor provando diverse combinazioni finché sullo schermo non compariranno le 6 tracce tipiche di un transistor (vedi fig. 6-7). A questo punto qualcuno potrebbe pensare di aver già risolto il problema, però andando ad invertire il terminale di Collettore con quello di Emettitore (fig. 29) si potrebbe avere la sorpresa di ritrovare le stesse 6 tracce in posizione rovesciata rispetto alla precedente quindi, a meno che non si conosca a priori se il transistor è un NPN o un PNP, rimarrebbe in dubbio a quale dei due terminali corrisponde in effetti il *collettore* e a quale l'*emettitore*. Con questa prova noi possiamo quindi affermare di aver individuato solo la Base, mentre restano da determinare gli altri due terminali.

Dovremo allora:

1) spostare il deviatore *Tracc.-V. Max* in posizione *V. Max*
2) spostare il deviatore *X-Divisione* in posizione *20 volt*
3) collegare alla boccola E il terminale « Base » precedentemente individuato, quindi collegare, uno per volta, gli altri due terminali ancora sconosciuti alla boccola C (vedi fig. 30-31).

Così facendo, se il terminale che risulta collegato alla boccola C è effettivamente il Collettore, sullo schermo si otterrà una curva simile a quelle di fig. 30, cioè una linea retta piuttosto lunga. Se invece il terminale collegato alla boccola C è l'emettitore, la curva che otterremo risulterà ben diversa e così corta, come vedesi in fig. 31, da non potersi assolutamente confondere con la precedente.

In tal modo noi avremo individuato con assoluta certezza i tre terminali Emettitore-Base-Collettore quindi, collegando questa volta ogni terminale alla boccola che gli compete, e spostando il deviatore *Tracc.-V. Max* in posizione *Tracc.*, potremo subito stabilire se il transistor è un *NPN* o un *PNP*, dissipando così quell'unico dubbio che ancora rimane.

Come avrete constatato questo tracciacurve vi offre infinite possibilità e tante altre ne scoprirete ancora se in una serata, con in mano diversi transistor, perderete un po' di tempo ad effettuare prove sotto ogni condizione. Potrete anche preparavi un quaderno con sopra riportate tutte le varie forme d'onda che riuscirete a ricavare, ottenendo così un manuale personale con tutte le indicazioni utili per future prove.

Per ora terminiamo questo articolo dandovi appuntamento sul prossimo numero dove vi spiegheremo come è possibile calcolare, avendo a disposizione le 6 tracce sull'oscilloscopio, le resistenze che è necessario applicare sulla Base, sul Collettore e sull'Emettitore di un transistor impiegato in uno stadio amplificatore ed in quali condizioni si deve far lavorare il transistor stesso per ottenere il massimo delle prestazioni.

Dopodiché passeremo ad altri semiconduttori, cioè fet, diodi, triac, SRC ecc. insegnandovi tutti i segreti essenziali per poter effettuare una qualsiasi sostituzione con cognizione di causa, cioè con la certezza che una volta effettuata tale sostituzione, l'apparecchio funzionerà esattamente come con il componente « originale ».

L'utilità pratica di questo tracciacurve diverrà quindi per voi così elevata che lo riterrete ben presto uno strumento indispensabile per il vostro laboratorio, così come lo è ora il tester o l'oscilloscopio e non pochi di voi si rammaricheranno certamente di non averlo realizzato prima, in quanto vi avrebbe risolto in pochi minuti tanti problemi che invece finora avete lasciato insoluti.

ERRATA CORRIGE e CONSIGLI UTILI

per i progetti apparsi sui nn. 37-38-39-40-41



Abbiamo ricevuto delle lettere logicamente prive di nome e indirizzo, nelle quali si avanza il sospetto che le « errate corrige » da noi presentate su ogni numero siano una nostra raffinata furbizia per obbligare il lettore ad acquistare sempre il numero successivo e che quindi gli errori cui esse si riferiscono vengano effettuati di proposito: infatti viene sottolineato che l'*errata corrige* è una rubrica tipica solo di Nuova Elettronica, che raramente si ritrova su altre pubblicazioni, e che oltrettutto non siamo nemmeno troppo furbi poiché potremmo riportare tali correzioni in carattere minuscolo e non così appariscente come invece facciamo.

A costoro risponderemo quindi che se volessimo anche noi eliminare, al pari delle altre riviste, tale rubrica sarebbe cosa facilissima in quanto basterebbe che rispondessimo privatamente a tutti quei lettori che realizzato un progetto, per un errore commesso involontariamente da un disegnatore, da un linotipista o dal correttore di bozze, non riescono a farlo funzionare.

Tali errori purtroppo vengono a galla solo quando un lettore ci scrive che avendo realizzato il tale progetto, non rileva le caratteristiche da noi indicate, al che, essendo noi più che sicuri che il progetto deve necessariamente funzionare, ci preoccupiamo subito di farci inviare il montaggio, lo controlliamo e se l'errore è dovuto a sua colpa, gli comunichiamo dove ha sbagliato, mentre se il difetto è causato da una nostra svista, riteniamo sia nostro dovere e garanzia di serietà pubblicare nella rubrica « errata corrige » successiva la nostra colpa in modo che chi vorrà realizzare tale progetto, sia posto in condizioni di non incorrere nello stesso errore.

Questa ci sembra la via più logica da seguire, ben sapendo che se non presentassimo su ogni numero la consueta « pagina nera », quei lettori anonimi che ci hanno fatto tale osservazione sarebbero i primi ad elogiare la rivista dicendo che mai sui nostri progetti esistono errori, ma sarebbero anche i primi a risultare delusi se realizzando un progetto non fossero in grado di farlo funzionare solo perché, non volendo noi sfigurare con chi tale progetto non lo realizzerà mai, non abbiamo messo in evidenza e reso pubblico l'errore. Noi vogliamo invece che qualsiasi progetto realizzato da un nostro lettore funzioni correttamente così come funzionano correttamente tutti i prototipi che abbiamo montato e collaudato prima di pubblicarlo sulla rivista e se questo non si avvera, desideriamo che tutti siano a conoscenza delle possibili fonti di errore (anche se questo potrebbe andare a nostro scapito) non solo, ma se riscontriamo un difetto dovuto ad una caratteristica anomala di un transistor o un integrato, ci sentiamo in obbligo di indicare al lettore anche questa probabilità.

In altre parole (e scusate se ci ripetiamo) noi non vogliamo lasciarvi con un progetto che vi funziona male o non vi funziona affatto solo per fare una bella figura verso gli altri lettori: anche noi infatti possiamo sbagliare ma pur non essendo infallibili abbiamo il buonsenso di riconoscere i nostri errori e di ripararli non appena ci si presenta l'occasione.

Quindi se qualche volta vi adirate contro di noi per un errore involontario, pensate che in fondo tutto non viene per nuocere: i lettori più intraprendenti infatti, in queste circostanze, cercano di stabilire dove può nascondersi l'inghippo che impedisce al progetto di funzionare, lo scoprono e senza accorgersene acquisiscono quel tanto di pratica che nessun testo potrebbe loro fornire.

Chi invece non è in grado di risolvere da solo questi problemi, ritroverà sempre sulla rubrica « errata corrige » e consigli del numero che segue tutto quanto gli servirà per riportare il suo progetto in condizione di funzionare perfettamente. Cercate perciò di comprendere il significato di questa pagina che viene presentata non tanto per farvi acquistare il numero seguente, quanto per aiutarvi nel caso esistesse un errore a noi involontariamente sfuggito.

RICEVITORE 27-144 MHz RADIOAMATORI (Rivista n. 37 pag. 54)

Molti lettori che hanno realizzato il ricevitore « bigamma » ci hanno fatto presente che sulla *gamma dei 27 MHz*, esso è veramente eccezionale sotto tutti gli aspetti, la stessa cosa non si può invece affermare per la *gamma dei 144 MHz* in quanto su tale gamma il ricevitore è poco sensibile e così « sordo » da ricevere segnali solo di emittenti locali e di una certa intensità.

Richiesto a tali lettori di inviarci i loro montaggi, abbiamo in effetti riscontrato che la sensibilità su tale gamma (che noi avevamo assicurato di almeno 1 microvolt), non risultava mai inferiore ai 500 microvolt, cioè una differenza troppo evidente che non doveva e non deve esistere. Poiché tutti i nostri prototipi presentano sui 144 MHz una sensibilità di 1 microvolt, ci siamo quindi preoccupati di scoprire la causa di questa incongruenza sui ricevitori inviatici ed avendola individuata, possiamo indicarvi le modifiche utili per ottenere, anche in questi casi, la sensibilità dovuta.

Diremo subito che il *difetto* non è dovuto ad una carenza dello schema, bensì al basso rendimento del FET OSCILLATORE FT3.

Se infatti tale fet, per le sue caratteristiche, non è in grado di generare un segnale di AF supe-

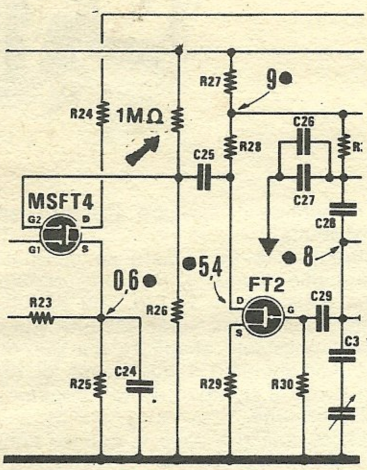


Fig. 1 Se il ricevitore « bigamma » presenta una scarsa sensibilità sulla sola gamma dei 144 MHz, come accennato in questa errata corrige, il difetto è causato esclusivamente dallo stadio oscillatore. Per aumentare la sensibilità, oltre ad aumentare la capacità dei condensatori indicati nell'articolo, si potrà inserire tra il G2 (del mosfet 4) ed il positivo di alimentazione, una resistenza da 1 megaohm come visibile in disegno.

riore come ampiezza almeno a 0,7 volt, il ricevitore non potrà mai raggiungere la sensibilità indicata.

Quali sono allora le modifiche necessarie per portare tale stadio nelle condizioni di funzionare correttamente?

1) Si potrebbe sostituire il fet FT3 con altri anche similari, cercando fra tanti quello di maggior resa. Dicendo questo noi potremmo anche considerare chiuso l'argomento ma considerando che ben difficilmente il lettore può permettersi il lusso di acquistare una decina di fet per poterli provare e non dimenticando che tutti e dieci i fet potrebbero ancora risultare di basso rendimento, quindi non riuscire a generare un segnale di AF superiore a 0,7 volt, CONSIGLIAMO DI NON SOSTITIRE IL FET GIÀ INSERITO ma di effettuare le seguenti modifiche che permettono di risolvere il problema con minor spesa e maggiori probabilità di successo.

2) Prima di indicarvi le modifiche necessarie riteniamo opportuno accennarvi come si può misurare l'ampiezza del segnale AF erogato dall'oscillatore in quanto riteniamo che non tutti saprebbero come comportarsi in questo caso. Per effettuare questo controllo è necessario realizzare la sonda visibile in fig. 2, quindi prelevare con essa il segnale sul drain del fet FT2 e misurare la tensione raddrizzata solo ed esclusivamente con un *voltmetro elettronico* (tenendo conto della caduta di tensione ai capi del diodo raddrizzatore dovremo rilevare almeno 0,5-0,7 volt).

Inutile invece tentare tale misura con un semplice tester perché in questo caso non otterreste alcuna indicazione valida.

3) Lasciando il fet FT3 a basso rendimento sull'oscillatore, si possono tentare le seguenti modifiche:

a) sostituire il condensatore C32 da 5,6 pF con uno da 8,2 pF;

b) sostituire necessariamente C29 (da noi consigliato da 3,3 pF) con un condensatore di capacità superiore (provare 47 o 56 pF);

c) sostituire necessariamente C25 (da noi consigliato da 3,3 pF) con un condensatore da 47 o 56 pF;

d) sostituire necessariamente C23 (da noi con-

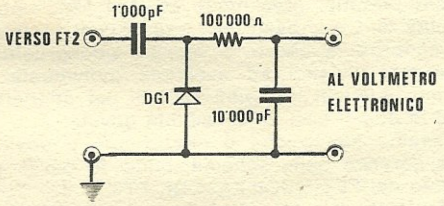


Fig. 2 Per controllare l'ampiezza del segnale AF generato dall'oscillatore locale potremo utilizzare la sonda qui rappresentata. Come diodo rivelatore dovremo impiegarne uno esclusivamente al « germanio » e come strumento di misura solo un voltmetro elettronico.

sigliato da 10 pF) con un condensatore da 47 o 56 pF.

NOTA: se il ricevitore avesse tendenza ad autooscillare, diminuire leggermente la capacità di questi condensatori impiegando ad esempio 27-33 pF anziché 47-56 pF.

Con tali modifiche il ricevitore acquisterà la sua giusta sensibilità di 1 microvolt. Su tanti ricevitori avuti in laboratorio da « sensibilizzare » abbiamo avuto inoltre la possibilità di riscontrare che, effettuando qualche altra piccola modifica era possibile raggiungere addirittura una sensibilità notevolmente superiore (sull'ordine dei 0,5-0,3 microvolt) quindi vi consigliamo di tentarle perché veramente semplici e molto efficaci.

1) Un componente in grado di limitare molto la sensibilità del ricevitore è il *mosfet 4* cioè il MEM564.

Molti MEM564 infatti si dimostrano efficientissimi su tale stadio ma ne esistono altrettanti che, forse per il fatto di non possedere le caratteristiche indicate dalla Casa, si comportano da pessimi miscelatori.

Considerando quindi che esistono meno scarti sui 3N201 vi consigliamo, nel caso vogliate migliorare ulteriormente la sensibilità di sostituire il MEM564 con un 3N201 in quanto questo componente è più affidabile.

2) Si può ancora aumentare notevolmente la sensibilità di tale stadio polarizzando leggermente il gate 2 del mosfet 4, cioè applicando, come vedesi in fig. 1, una resistenza da 1 megaohm circa tra il positivo di alimentazione e il G2 stesso.

Questa resistenza potrà essere sistemata nella parte inferiore del circuito stampato sperimentando i tre seguenti valori (820.000 ohm-1 megaohm-1,2 megaohm) e lasciando poi quello che rende più sensibile il ricevitore.

3) Per raggiungere i 0,5-0,3 microvolt di sensibilità è inoltre necessario modificare qualche valore anche sul mosfet 3, soprattutto se questo è un MEM564 di basso rendimento:

a = sostituire la resistenza R21 (da 82 ohm) con una da 560 ohm.

b = sostituire la resistenza R18 (da 120.000 ohm) con una da 68.000 ohm.

c = sostituire la resistenza R19 (da 4.700 ohm) con una da 330-270 ohm.

NOTA: le tre modifiche a-b-c debbono essere effettuate contemporaneamente, cioè non si può modificare R21 senza modificare ad esempio R18 e R19.

4) Sempre per aumentare il rendimento dell'oscillatore (FT2-FT3) si potrebbe tentare di applicare in parallelo alla resistenza R29 (posta tra il source di FT2 e la massa) un condensatore da 220-470 pF: tale modifica però non è molto consigliabile in quanto può risultare valida per un montaggio ma negativa per un altro.

Solo chi ha un po' di esperienza in AF può quindi tentarla mentre per gli altri la sconsigliamo anche perché con le modifiche precedentemente accennate la sensibilità sarà già sufficientemente elevata e superiore a quella dei ricevitori professionali.

Per lo STADIO DEI 27 MHz si potrebbero invece tentare le seguenti modifiche nel caso in cui non si raggiungessero i 0,6 microvolt di sensibilità da noi indicati:

1) sostituire la resistenza R4 (da 15.000 ohm) con una da 100.000 o 120.000 ohm;

2) sostituire contemporaneamente la resistenza R5 (da 4.700 ohm) con una da 390-470 ohm.

ALTRI ERRORI già riportati sull'errata corrige del n. 40/41 e che ripetiamo per fornirvi un elenco completo:

Nello stadio di AF:

Il diodo zener DZ2 è da 9,1 volt (e non da 12 volt).

Nello stadio di MF:

R18 (nel solo schema elettrico) va corretta con la sigla R19.

R19 (nel solo schema elettrico) va corretta con la sigla R18.

Nello schema pratico la R18 e la R19 sono poste nella esatta ubicazione, cioè la R18 è la resistenza applicata al collettore di TR3 mentre la R19 quella applicata all'emettitore.

DZ3 è un diodo zener da 9,1 volt.

Nella serigrafia invece di essere indicato DZ3 troviamo la sigla DZ4 e manca logicamente DZ3 quindi quello indicato con DZ4 è in pratica lo zener DZ3 (vedi disegno a pag. 71 del n. 37 fra i due condensatori elettrolitici C27 e C30).

R47 è una resistenza da 4.700 ohm e non da 5.700 ohm come appare, per un errore tipografico, nella lista componenti.

C4 è un condensatore da 33 pF e non da 30 pF come appare erroneamente nella lista.

ERRATA CORRIGE relativo al n. 40/41

PREAMPLIFICATORE STEREO HI-FI
(pag. 271)

Nella lista componenti manca il valore del condensatore C32 che è poi lo stesso di C16, cioè 47.000 pF.

Qualche piccola modifica consigliata dai lettori.

Il deviatore S3 (dello « stereo »-« mono ») da noi collegato in modo da cortocircuitare fra di loro i cursori dei due potenziometri di volume R10-R26 è invece più consigliabile (come ci hanno suggerito diversi lettori) collegarlo in modo da cortocircuitare gli estremi degli stessi potenziometri (cioè sui terminali che vanno a congiungersi ai due elettrolitici C9 e C25). Così facendo è possibile rendere indipendente il volume sui due canali. Una modifica molto interessante è poi quella consigliata dall'ing. Funari di Torino in quanto permette di eliminare il « botto » sull'altoparlante quando si commuta S2A-S2B dall'ascolto NORMALE in MUTING.

Per eliminare questo fastidioso inconveniente è necessario che la resistenza R12 e il condensatore C11 risultino sempre collegati alla base di TR1 e sull'altro canale la resistenza R28 e C27 sempre collegati alla base di TR2 in modo che agendo sul doppio deviatore le basi dei due transistor non rimangono disinserite neppure

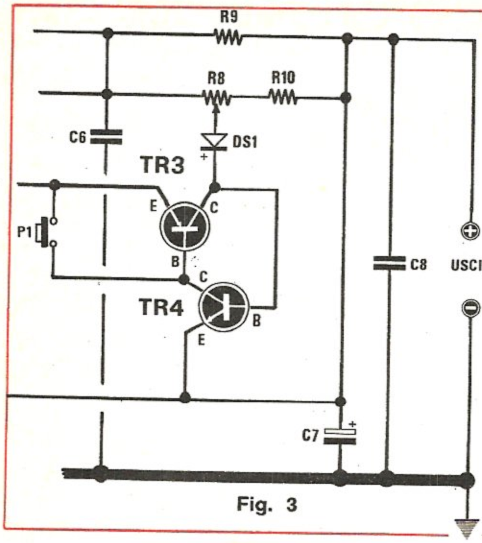


Fig. 3

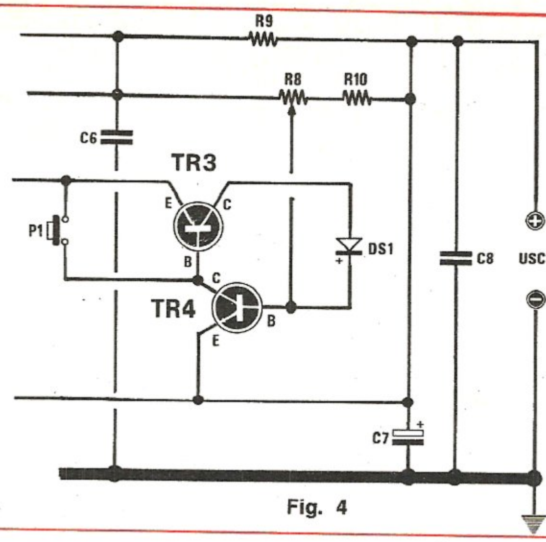


Fig. 4

per una frazione di secondo. Tale modifica in pratica è molto semplice in quanto è sufficiente (vedi schema pratico di pag. 223) collegare i fili schermati indicati con la scritta ROSSO al termine centrale del doppio deviatore S2A-S2B anziché all'estremità in basso del medesimo come da noi indicato.

CONTROLLO AUTOMATICO PER CARICA-BATTERIA
(pag. 237)

Il disegno serigrafico riportato in fig. 3 a pag. 238 (e sui circuiti stampati da noi forniti) non corrisponde allo schema elettrico.

La fig. 5 invece ci mostra il montaggio come deve essere effettuato realmente. Non tenete quindi in alcuna considerazione la fig. 3, bensì seguite le indicazioni della fig. 5 che come abbiamo detto è l'unica che collima con lo schema elettrico.

AMPLIFICATORE DA 60 WATT
(pag. 244)

A pag. 250 sono riportate le connessioni dei terminali dei transistor TR1-TR2-TR3 errate, cioè viene indicato a sinistra il terminale B, al centro il terminale C e a destra il terminale E mentre in realtà tali connessioni sono equivalenti a quelle dei transistor TR7-TR8, cioè le normali E-B-C come del resto appare evidente dalla disposizione dei piedini sullo schema pratico di realizzazione di fig. 5.

UN PERFETTO TRACCIACURVE
(pag. 285)

Nella lista componenti la resistenza R41 da 2.700 ohm va corretta con *27.000 ohm*. Non esistono altri errori.

UN VFO PER I 27 MHz

Alcuni lettori ci hanno scritto che il transistor TR2 era « saltato » dopo pochi minuti di funzionamento.

Un rapido controllo alla lista componenti ci ha permesso di individuare subito il difetto causato da una svista del correttore di bozze circa i valori delle resistenze R8-R9.

R8 indicata da 470.000 ohm va corretta col valore di *47.000 ohm*

R9 indicata da 47.000 ohm va corretta col valore di *470.000 ohm*

ALIMENTATORE STABILIZZATO LX117
(pag. 259)

Il circuito di protezione utilizzato per l'alimentatore stabilizzato LX117 visibile in fig. 3 non soddisfa pienamente il lettore, per la sua eccessiva sensibilità, tanto che in certi casi è alquanto problematico superare una corrente massima di 1 amper quando l'alimentatore è in grado di erogare fino a 2,5 amper .

Le modifiche più semplici per ottenere su tale circuito un'ottima protezione senza pregiudicarne il funzionamento è quella che presentiamo sulla fig. 4 di destra. Rispetto alla precedente il collettore di TR3 non verrà più collegato tramite il diodo DS1 al trimmer R8, bensì lo dovremo collegare alla base di TR4 interponendo fra questi due terminali il diodo DS1.

Il cursore del trimmer R8 si congiungerà come in precedenza alla base di TR4. Potremo infine variare il valore di R9 portandolo a 0,47 ohm (resistenza a filo da 3 watt) e quello della resistenza R10 portandolo a 100 ohm anziché 220 ohm. In queste condizioni, agendo sul trimmer R8, possiamo limitare la corrente e quindi la protezione da un minimo di 600 mA ad un massimo di 2 amper.

GLI ENIGMATICI CODICI dei CONDENSATORI

Se il codice dei colori risolve molti problemi allorché si debbono individuare i valori delle resistenze, per quanto riguarda i condensatori permangono ancora molti dubbi che ora cercheremo di dissipare per evitare il ripetersi, sui vostri montaggi, quegli errori che ancora oggi commettete.

Avendo constatato che spesso, nei montaggi che ci pervengono da riparare, molti difetti provengono dai condensatori i cui valori non corrispondono ai valori richiesti dallo schema, abbiamo ritenuto utile fare un « condensato » di articolo per chiarire le idee in proposito a quanti avessero ancora dei dubbi sui codici dei condensatori. Non di rado infatti succede di trovare un condensatore da 4,7 pF laddove ne occorre uno da 47 pF, oppure un condensatore da 10.000 pF dove invece ne serve uno da 100 pF e questo non perché il lettore non ne controlli la capacità leggendone il valore inciso sull'involucro, anzi è proprio da questo controllo che quasi sempre scaturisce l'errore in quanto i vari tipi di codice utilizzati dalle Case Costruttrici traggono spesso in inganno anche il tecnico più aggiornato, tanto che se non si dispone di un capacimetro come quello da noi presentato sul n. 17, si rischia sovente di non poter stabilire con assoluta precisione la effettiva capacità del condensatore da installare. Per aiutarvi in questo abbiamo quindi riportato, sul retro della rivista, un codice dei colori che potrà già dissipare molti dubbi, mentre con queste poche righe cercheremo di chiarirvi tutti i residui punti oscuri.

IL COLORE BIANCO

Quando si esaminano condensatori « pin-up » o « ceramici a tubetto », occorre tener presente che se la terza striscia di colore è un *bianco*, la capacità del condensatore è espressa dal valore indicato dalle prime due strisce diviso X 10.

In altre parole, se abbiamo ad esempio un condensatore con sopra riportati i tre colori *giallo-viola-bianco*, risultando l'ultimo colore *bianco*, il valore di capacità cercato sarà espresso da 47 (e molti infatti leggono 47 pF) diviso X 10, cioè in pratica la capacità di tale condensatore risulta di soli 4,7 pF.

IL COLORE NERO

Molti lettori confondono i condensatori da 10 pF con i condensatori da 100 pF a causa del fatto che per il 10 pF e per tutte le altre capacità a due sole cifre (vedi, ad esempio, 22-47-56-82 pF), il terzo colore di codice è sempre un *nero*.

Un condensatore da 10 pF viene quindi contraddistinto dai colori *marrone-nero-nero*, cosicché molti ritengono di leggere 1-0-0, mentre in pratica la terza fascia di colore *nero* non sta ad indicare uno 0, bensì non deve essere tenuta in alcuna considerazione (cioè non indica nulla).

Se invece controllate un condensatore da 100 pF ritroverete sul suo involucro i colori *marrone-nero-marrone*, cioè 1-0-0, in quanto il marrone sull'ultima fascia sta ad indicare uno *zero*.

L'ENIGMA DEL K

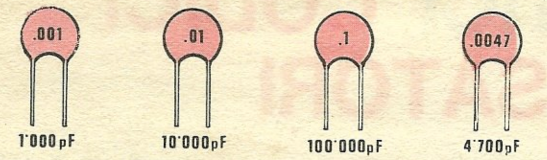
Mentre il simbolo K riportato sulle resistenze indica normalmente « X 1.000 », sui condensatori (escluso qualche caso come vedremo in seguito) esso rappresenta solo l'iniziale della parola *keramik*, cioè *ceramico*. In altre parole quando su un condensatore del tipo « a disco » trovate riportato, ad esempio, 22K questo significa che tale condensatore è da 22 pF « ceramico » e non, come alcuni erroneamente credono, da 22.000 pF.

Attenzione quindi a non scambiare la semplice indicazione « ceramico » con la parola « Kilo » che invece ha ben altro significato.

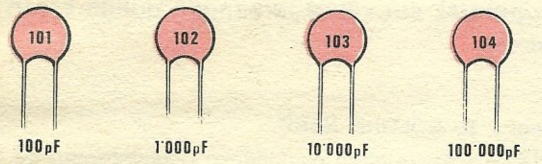
L'INVISIBILE PUNTO

A scuola ci hanno sempre insegnato che quando si vuol scrivere, ad esempio, il numero 0,1-0,33-0,82 bisogna assolutamente indicare, prima della virgola lo zero.

Su molti condensatori invece (in particolare giapponesi o americani) questo *zero* non esiste per cui i valori 0,1 mF 0,22 mF ecc. vengono indicati semplicemente con un punto seguito dal valore,



Nei condensatori, quando il valore è preceduto da un « punto », ad esempio .001 oppure .1 o .0047, occorre leggerli sempre come se prima del punto esistesse uno 0, cioè 0,001 - 0,1 - 0,0047 mF. che convertiti in pF. risulteranno 1.000 pF 100.000 pF e 4.700 pF.



Su altri condensatori, anziché utilizzare la siglatura sopra indicata, si usa adottare quella visibile in questa figura, cioè 101 - 102 - 103 ecc., dove l'ultimo numero indica quanti zeri occorre aggiungere al numero precedente, ottenendo quindi 10 + 0 = 100 pF 10 + 00 = 1.000 pF 10+000 = 10.000 pF.

da esempio. **.1 mF .22 mF** quindi, inserendo in un circuito un condensatore da **.1 mF,** non si creda esso risulti da 1 mF in quanto il punto che precede l'1 sta ad indicare 0,1 mF cioè 100.000 pF.

Per facilitarvi l'interpretazione corretta di questi numeri riportiamo qui una semplice tabella limitata ai numeri 10 e 47 ricordando però che lo stesso criterio di lettura vale anche per gli altri numeri, cioè 22-33-56-82 ecc.

.001 = 1.000 pF	**.0047 = 4.700 pF**
.01 = 10.000 pF	**.047 = 47.000 pF**
.1 = 100.000 pF	**.47 = 470.000 pF**

IL CODICE DEL 101

Tutti i condensatori ceramici di nuova fabbricazione, in particolare quelli giapponesi, adottano un particolare codice che, essendo ancora non troppo conosciuto, crea parecchie difficoltà al lettore.

Infatti, come vedesi in fig. 2, su questi condensatori vengono riportati ad esempio i valori 101-102-103-104 pF oppure 471-472-473-474 pF e taluni lettori, avendo bisogno di un condensatore da 470 pF, non hanno nessuna esitazione ad impiegarne al suo posto uno sul cui involucro sta scritto 474 pF in quanto suppongono che 2 o 3 pF in più del richiesto non contribuiscano certo a modificare le caratteristiche dello schema.

Il guaio è che quel **numero** riportato per **ultimo** dopo le prime cifre non sta ad indicare la capacità del condensatore misurata con assoluta precisione, bensì corrisponde al numero degli *zeri* da aggiungere alle prime cifre.

Per esempio:

471 pF significa aggiungere *1 zero* a 47, cioè indica **470 pF**

472 pF significa aggiungere *2 zeri* a 47, cioè indica **4.700 pF**

473 pF significa aggiungere *3 zeri* a 47, cioè indica **47.000 pF**

474 pF significa aggiungere *4 zeri* a 47, cioè indica **470.000 pF**

Quindi quei lettori che nei loro progetti, laddove era richiesto un condensatore da 100 pF, ne hanno inserito uno marcato 103 o 104 pF, comprenderanno immediatamente la gravità dell'errore in cui sono incorsi, in quanto il valore inserito risulta in effetti da 10.000 o 100.000 pF, cioè si discosta in modo eccessivo dal valore richiesto.

Questo stesso codice viene utilizzato anche sui *trimmer a multigiri* quindi se, andando ad inserire uno di questi trimmer su un vostro montaggio, troverete riportato sul suo involucro la scritta 502 o 503, non crediate che il suo valore di resistenza sia effettivamente 502 o 503 ohm, come sembrerebbe a prima vista, bensì ricordatevi quanto appena detto e cioè che:

502 equivale a 50 seguito da *2 zeri*, quindi a **5.000** ohm,

503 equivale a 50 seguito da *3 zeri*, quindi a **50.000** ohm.

IL K NEI POLIESTERE

In precedenza abbiamo sottolineato che il K su un condensatore significa generalmente « condensatore ceramico », quindi non deve essere considerato un « moltiplicatore » come avviene invece per le resistenze.

In Italia però esistono dei condensatori poliestere rettangolari, come vedesi in fig. 3, sul cui involucro compare un K che non ha niente a che vedere con la parola « ceramico », in quanto

sta semplicemente ad indicare la tolleranza del condensatore.

La cosa potrebbe anche creare qualche confusione se non ci fosse una netta differenza fra i condensatori di tipo ceramico e quelli di tipo poliestere: questi ultimi invece si distinguono molto facilmente dai primi grazie alle loro dimensioni generalmente maggiori ed allo spessore di 3-4 mm. contro 1 mm. di quelli ceramici, quindi è praticamente impossibile sbagliarsi.

Da notare inoltre che, sempre su questi condensatori poliestere, sono riportate di seguito 3 indicazioni e precisamente:

1) **il valore di capacità** misurato generalmente in *microfarad*

2) **la tolleranza**

J = 5%
K = 10%
M = 20%

3) **la massima tensione di lavoro** misurata in *volt*

Se quindi troverete scritto, ad esempio:
.033K400 significa che il condensatore ha una capacità di **0,033 mF**, cioè di **33.000 pF**, che ha una tolleranza del **10%**, e che può lavorare ad una tensione massima di **400 volt.**
3.3nJ1000 cioè è specificata una « **n** » dopo il primo numero, significa che il condensatore ha una capacità di **3,3 nanofarad** (1 nanofarad corrisponde a 1000 pF), cioè **3.300 pF**, che ha una tolleranza del **5%** e che può lavorare con una tensione massima di **1.000 volt.** Al posto di quest'ultima notazione potrete poi trovare la scritta **3n3J1000** (cioè con la « **n** » al posto del punto) ad essa perfettamente equivalente: anche in questo caso infatti si leggerà **3.300 pF.**

I 5 COLORI NEI TUBETTI CERAMICI

Un'altra circostanza in cui è molto facile sbagliarsi nella lettura della capacità è quando si utilizzano condensatori ceramici a tubetto sul cui corpo sono riportate 5 strisce di colore anziché 3.

In questi casi vi consigliamo, per non confondervi, di **escludere la prima** e **l'ultima striscia** colorata in modo da ritrovarvi con i soliti tre colori che andranno poi letti seguendo il normale codice delle resistenze. Vorremmo comunque ricordarvi anche il significato degli altri due colori in quanto può sempre risultare utile conoscerlo.

Diremo quindi che il **primo colore** che si incontra su questi condensatori sta ad indicare il **coefficiente di temperatura**, cioè la variazione percentuale della capacità indicata (in picofarad) per ogni **grado centigrado** di aumento della temperatura rispetto a 20°.

In particolare ad ogni colore corrispondono le seguenti variazioni percentuali:

1° colore	variazione percentuale
Nero	0
Marrone	0,003% in meno
Rosso	0,008% in meno
Arancio	0,015% in meno
Giallo	0,022% in meno
Verde	0,033% in meno
Blu	0,047% in meno
Viola	0,075% in meno
Bianco	0,010% in più

Supponiamo per esempio di avere un condensatore da **10.000 pF**, con sopra riportato un coeffi-

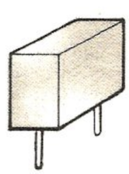


Fig. 3 Nei condensatori poliestere possiamo trovare dopo il valore della capacità un K che non indica un « moltiplicatore » né « Keramic », bensì la tolleranza. Quindi 1K significa un condensatore da 1 mF con tolleranza K = 10%, mentre se avessimo trovato indicato 1J, il J = tolleranza 5%.

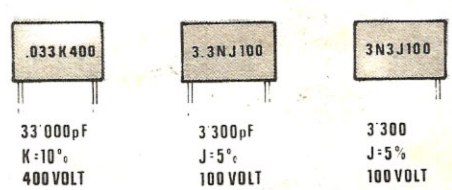


Fig. 4 Sempre nei condensatori poliestere possiamo rilevare i più disparati sistemi di indicazioni, facili a leggerle solo conoscendone la regola. Nel primo a sinistra si usa il « punto » .033 = 0,033 mF — nel secondo 3n3 = 3,3 nanofarad = 3.300 pF — nel terzo 3,3 n = 3,3 nanofarad = 3.300 pF. Le altre indicazioni K o J indicano la tolleranza il K = 10% ed il J = 5%. Il terzo valore 400 oppure 100 o 250 è infine la massima tensione di lavoro.

cientè di temperatura **giallo**, pari cioè allo **0,22%** **in meno**, il quale venga fatto lavorare in un circuito ad una temperatura massima di **50°**, e vediamo come si può stabilire quale capacità presenterà il condensatore a tale temperatura di lavoro.

Innanzitutto noteremo che fra 20° e 50° vi sono **30 gradi** di differenza, quindi per ottenere la variazione totale dovremo prima calcolarci di quanto varia la capacità per ogni grado di temperatura, poi moltiplicare la quantità ottenuta **X 30.**

Ora lo **0,022%** di **10.000** è uguale a:

(10.000 : 100) x 22 = 2,2 pF

cioè per ogni grado di temperatura al di sopra dei 20° le capacità del condensatore diminuisce di **2,2 pF.**

In totale quindi, facendo lavorare il condensatore a **50°**, avremo una diminuzione di capacità pari a:

2,2 x 30 = 66 pF

cioè **i 10.000 pF** diventeranno in realtà **9934 pF.**

Da notare che mentre con tutti i colori dal nero fino al viola, all'aumentare della temperatura si ha una diminuzione del valore di capacità, per il solo **colore bianco** si ha una variazione positiva, cioè la capacità del condensatore aumenta dello **0,010%** per ogni grado centigrado al di sopra dei 20°.

Resta da vedere il significato dell'ultimo colore dei 5 presenti sul tubetto. Diremo quindi che esso serve solo per indicare la tolleranza sul valore di capacità indicato dagli altri colori secondo il seguente codice:

5° colore	tolleranza %
Nero	20%
Nero	20%
Bianco	10%
Verde	5%
Rosso	2%

Concludiamo sperando che queste semplici note vi siano di valido aiuto nel risolvere il complicato enigma dei codici e delle siglature dei vari condensatori esistenti in commercio, quindi vi permetta di evitare in futuro quegli errori che non potevate certo evitare se nessuno avesse provveduto a spiegarvi queste cose.